

**T.C.
AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ**



**PV SİSTEMLERDEKİ MPPT PERFORMANSININ INTERLEAVED
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ARTIRILMASI**

Alper ÇANDIR

**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ**

TEMMUZ 2021

ANTALYA

**T.C.
AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ**



**PV SİSTEMLERDEKİ MPPT PERFORMANSININ INTERLEAVED
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ARTIRILMASI**

Alper ÇANDIR

**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ**

TEMMUZ 2021

ANTALYA

T.C.
AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PV SİSTEMLERDEKİ MPPT PERFORMANSININ INTERLEAVED
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ARTIRILMASI**

Alper ÇANDIR
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ

Bu tez 08/07/2021 tarihinde jüri tarafından Oybirliği / Oyçokluğu ile kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Selim BÖREKCİ (Danışman)

Prof. Dr. Ali KIRÇAY

Doç. Dr. Sıddık Cumhuri BAŞARAN

ÖZET

PV SİSTEMLERDEKİ MPPT PERFORMANSININ INTERLEAVED DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ARTIRILMASI

Alper ÇANDIR

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Selim BÖREKÇİ

Temmuz 2021; 78 sayfa

Güneş enerjisi yenilenebilir enerji kaynakları arasında en çok tercih edilen kaynaklardan biridir. Güneş enerjisi ile elektrik üretimi için PV paneller kullanılır. PV panellerin çıkış güçleri ortamdaki ışınım miktarı, sıcaklık ve bağlanan yüke göre değişiklik gösterir. Değişen çıkış güçlerine rağmen, panellerin içinde bulunduğu sıcaklık ve ışınımda üretebildikleri bir maksimum güç değeri bulunmaktadır. MPPT (maksimum güç noktası izleme) uygulamaları ile değişen ışınım ve sıcaklıklarda PV panellerden maksimum güç elde edilebilmektedir. MPPT üzerine hem akademik hem de ticari olarak üretilmiş pek çok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmada PV paneller için MPPT işlemini gerçekleştiren, her katı kritik akım modunda çalışan 4 katlı interleaved boost dönüştürücü tasarlanmıştır. Kritik akım modu ile sıfır akımda anahtarlama yapılarak anahtarlama kayıplarında azalma sağlanırken, interleaved yapı ile panelden çekilen akım dalgalanmasının azaltılması sağlanmıştır. Tasarlanan dönüştürücünün kritik akım modunda çalışması open loop kontrol metodu ile sağlanmış, paneli maksimum güç noktasına ulaştırması için ise değiştir-gözetle (P&O) ve kısa devre akım (SCC) metotlarının beraber kullanıldığı bir hibrit MPPT algoritması tasarlanmıştır. Tasarlanan sistem hem simülasyon ortamında hem de gerçek ortamda test edilmiştir. Simülasyonda PLECS programı kullanılmıştır. Gerçek ortamda yapılan testler sonucunda tasarlanan dönüştürücünün MPPT veriminin %98 olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca tasarlanan 4 katlı kritik modda çalışan interleaved dönüştürücü, panelden aynı akım dalgalanmasını çekecek şekilde tasarlanmış bir tek katlı sürekli akım modunda çalışan geleneksel boost dönüştürücü ile simülasyon ortamında karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonucunda, çalışmada tasarlanan ve her katında 1mH bobin bulunan 4 katlı kritik modda çalışan interleaved boost dönüştürücünün panelden çektiği akımdaki dalgalanma 0.07A bulunmuştur. Panelden aynı akım dalgalanmasını geleneksel tek katlı sürekli modda çalışan boost dönüştürücü 11.4mH bobin ile sağlayabilmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Interleaved boost dönüştürücü, Kritik akım modu, MPPT, PV sistemler

JÜRİ: Prof. Dr. Selim BÖREKÇİ

Prof. Dr. Ali KIRÇAY

Doç. Dr. Sıddık Cumhur BAŞARAN

ABSTRACT

INCREASING MPPT PERFORMANCE IN PV SYSTEMS WITH INTERLEAVED CONVERTER

Alper ÇANDIR

MSc Thesis in Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Selim BÖREKÇİ

July 2021; 78 pages

Solar energy is one of the most preferred renewable energy sources. PV panels are used to generate electricity with solar energy. Output power of PV panels varies according to the amount of radiation in the environment, temperature and connected load. Despite the varying output powers, there is a maximum power value that the panels can produce in the temperature and radiation they are in. With MPPT (maximum power point tracking) applications, maximum power can be obtained from PV panels at varying irradiance and temperatures. There are many studies on MPPT produced both academically and commercially. In this study, a 4-phase boost converter that performs MPPT operation for PV panels and operates in critical current mode is designed. While the switching losses are reduced by switching at zero current with the critical current mode, the current ripple drawn from the panel is reduced with the interleaved structure. The operation of the designed converter in critical current mode is ensured by the open loop control method, and a hybrid MPPT algorithm, in which perturb and observe (P&O) and short circuit current (SCC) methods are used together, is designed to bring the panel to the maximum power point. The designed system has been tested both in the simulation environment and in the real environment. PLECS program was used in the simulation. As a result of the tests carried out in the real environment, it has been observed that the MPPT efficiency of the designed converter is 98%. In addition, the designed 4-phase converter is compared with a conventional boost converter operating in a single-stage continuous current mode designed to draw the same current ripple from the panel in the simulation environment. As a result of the comparison, the ripple in the current drawn from the panel of the interleaved boost converter, which is designed in the study and works in the 4-phase critical mode with 1mH inductor on each floor, was found to be 0.07A. The same current ripple from the panel can be achieved with the 11.4mH inductor of the boost converter operating in the traditional single-phase continuous mode.

KEYWORDS: Interleaved boost converter, Critical current mode, MPPT, PV systems,

COMMITTEE: Prof. Dr. Selim BÖREKÇİ

Prof. Dr. Ali KIRÇAY

Assoc. Prof. Dr. Sıddık Cumhuri BAŞARAN

ÖNSÖZ

Çalışmam süresince sabrı ve bilgisiyle hep yol gösterici olan, desteğini asla esirgmeden karşılaştığım tüm problemlerin üstesinden gelmemde bana yardımcı olan ve bu yolculuk sırasında edindiğim tüm tecrübelerde emeği olan danışman hocam Sayın Prof. Dr. Selim BÖREKÇİ'ye teşekkür ederim.

Bu günlere gelmeme sebep olan ve varlıklarının bana verdiği destek sayesinde her zaman dik durabildiğim canım annem, babam ve kardeşime bana karşı her durumda sağladıkları maddi ve manevi desteklerinden dolayı teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
ÖNSÖZ	iii
AKADEMİK BEYAN	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK TARAMASI	4
2.1. Fotovoltaik Hücre Yapısı ve Çalışma Prensibi	4
2.2. Fotovoltaik Panellerin Matematiksel Modeli	4
2.3. PV Panellerin Farklı Işıma, Sıcaklık ve Yük Altındaki Davranışları.....	7
2.3.1. Değişen ışıma durumu	7
2.3.2. Değişen sıcaklık durumu	7
2.3.3. Değişen yük durumu.....	8
2.4. PV Panellerde Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT).....	9
2.5. MPPT Algoritmaları.....	11
2.5.1. Değiştir-gözetle metodu	11
2.5.2. Artan iletkenlik metodu	12
2.5.3. Açık devre gerilim metodu	14
2.5.4. Kısa devre akım metodu	14
2.5.5. MPPT algoritmalarının karşılaştırması.....	15
2.6. MPPT İçin Kullanılan DC-DC Dönüştürücüler	15
2.6.1. Boost (artıran) dönüştürücü	16
2.6.2. Interleaved boost dönüştürücüler.....	21
2.6.3. Interleaved boost dönüştürücülerin kritik akım modunda çalışması ve anahtarlama kontrolü	23
2.6.4. Open loop kontrol metodu	24
3. MATERYAL VE METOT	26
3.1. Interleaved boost dönüştürücünün tasarımı.....	27
3.2. MPPT Algoritmasının Tasarımı	28

3.3. Simülasyon	29
3.4. Güç Katının Gerçeklenmesi	30
3.4.1. Bobin tasarımı.....	30
3.4.2. MOSFET ve diyot seçimi	32
3.4.3. Giriş ve çıkış kondansatörlerinin seçimi	32
3.5. Kontrol katının gerçekleştirilmesi	33
3.5.1. Akım ve gerilim okuma devreleri.....	33
3.5.2. MPPT algoritmasının gerçekleştirilmesi.....	34
3.5.3. Kritik akım modunda mosfet kontrolünün gerçekleştirilmesi	35
3.6. Gerçeklenen Devrenin Panele Bağlanması ve Deney Aşamaları.....	38
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	46
4.1. Gerçekleme Bulguları.....	46
4.2. Simülasyon Bulguları	48
5. SONUÇLAR	58
6. KAYNAKLAR	60
7. EKLER.....	64
ÖZGEÇMİŞ	

AKADEMİK BEYAN

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “PV Sistemlerdeki MPPT Performansının Interleaved Dönüştürücü İle Artırılması” adlı bu çalışmanın, akademik kurallar ve etik değerlere uygun olarak yazıldığını belirtir, bu tez çalışmasında bana ait olmayan tüm bilgilerin kaynağını gösterdiğimi beyan ederim.

08/07/2021

Alper ÇANDIR

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

A	: Diyot kalite faktörü
D	: Çalışma oranı (Duty cycle)
f	: Anahtarlama frekansı
I_{mpp}	: Panel maksimum güç noktasındaki akım değeri
I_{ph}	: Fotovoltaik hücre akımı
I_{rs}	: Ters saturasyon akımı
I_s	: Saturasyon akımı
I_{sc}	: Panel kısa devre akımı
k	: Boltzmann sabiti
P_{mpp}	: Panel maksimum güç noktasındaki güç değeri
q	: Elektron yükü
T	: Anahtarlama periyodu
T	: Sıcaklık (Kelvin)
T_{off}	: Anahtar kesim süresi
T_{on}	: Anahtar iletim süresi
V_{mpp}	: Panel maksimum güç noktasındaki gerilim değeri
V_{oc}	: Panel açık devre gerilimi

Kısaltmalar

ADC : Analogtan dijitale çevirici

DC : Doğru akım

GPIO : Genel amaçlı giriş çıkış

INC : Artan iletkenlik

MPP : Maksimum güç noktası

MPPT : Maksimum güç noktası izleme

OCV : Açık devre gerilimi

P&O : Değiştir ve gözetle

PFC : Güç oranı düzenleme

PV : Fotovoltaik

SCC : Kısa devre akımı

Tezde ondalık yazım olarak “21.01” ondalık ayırıcı kullanılmıştır.

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. PV panel ile PV hücre ilişkisi.....	4
Şekil 2.2. Fotovoltaik hücre iç yapısı	4
Şekil 2.3. Fotovoltaik panel tek diyot modeli	5
Şekil 2.4. PV panel voltaj-akım grafiği örneği	6
Şekil 2.5. Sabit sıcaklık değişen ısıma durumu	7
Şekil 2.6. Sabit ısıma değişen sıcaklık durumu	8
Şekil 2.7. Sabit sıcaklık ve ısmada değişen direnç durumu.....	8
Şekil 2.8. PV panellerin MPPT varken ve yokken ürettikleri güç karşılaştırması	9
Şekil 2.9. MPPT sistemi çalışma diyagramı	10
Şekil 2.10. MPPT işleminin PV panellerin çalışma noktasına etkisi.....	10
Şekil 2.11. P&O algoritması akış şeması.....	11
Şekil 2.12. P&O algoritmasının adım miktarı ile salınım ilişkisi	12
Şekil 2.13. Güneş paneli P-V eğrisinin InC metodu ile incelenmesi.....	12
Şekil 2.14. Artan iletkenlik algoritması akış şeması.....	13
Şekil 2.15. Açık devre gerilim metodu algoritması	14
Şekil 2.16. Kısa devre akım metodu akış şeması.....	15
Şekil 2.17. MPPT uygulamalarında kullanılan dönüştürücülerin sınıflandırılması.....	16
Şekil 2.18. Boost dönüştürücü devre şeması	17
Şekil 2.19. Boost dönüştürücü devresi anahtarı iletim durumu	17
Şekil 2.20. Boost dönüştürücü devresi anahtarı kesim durumu.....	18
Şekil 2.21. Boost dönüştürücü bobin akımı dalga formu (sürekli)	20
Şekil 2.22. Boost dönüştürücü bobin akımı dalga formu (sürekli).....	20
Şekil 2.23. Boost dönüştürücü bobin akımı dalga formu (kritik)	20
Şekil 2.24. İki katlı interleaved boost dönüştürücü devresi	21
Şekil 2.25. İki katlı interleaved boost dönüştürücü bobin akımları (sürekli)	22

Şekil 2.26. İki katlı interleaved boost dönüştürücü bobin akımları (süreksiz)	22
Şekil 2.27. İki katlı interleaved boost dönüştürücü bobin akımları (kritik).....	22
Şekil 2.28. Master katı anahtarlama sinyali oluşturma devresi	24
Şekil 2.29. Open loop kontrol çalışma prensibi	25
Şekil 3.1. Çalışmanın genel işleyiş diyagramı	26
Şekil 3.2. Tüm sistem eşdeğer devre şeması.....	27
Şekil 3.3. 4 katlı interleaved boost dönüştürücü	27
Şekil 3.4. Çalışmada kullanılan MPPT algoritması	28
Şekil 3.5. Çalışmanın PLECS simülasyonu	29
Şekil 3.6. Master kat anahtarlama için oluşturulan PLECS modeli	30
Şekil 3.7. Slave katların anahtarlama için oluşturulan PLECS modeli.....	30
Şekil 3.8. Çalışmada kullanılan nüve boyutları	31
Şekil 3.9. Direnç ile akım okuma.....	33
Şekil 3.10. Gerilim bölücü ile gerilim okuma	33
Şekil 3.11. Çalışmanın akım ve gerilim okuma diyagramı.....	34
Şekil 3.12. MPPT algoritması ile güç katı ilişkisi	35
Şekil 3.13. STM32F103 kartında MPPT için kullanılan modüller.....	35
Şekil 3.14. Güç devresi üzerindeki master ve slave katların elemanları	36
Şekil 3.15. Master ve slave katları anahtarlama genel bağlantı şeması.....	37
Şekil 3.16. Çalışmada kullanılan periyot okuma algoritması	38
Şekil 3.17. STM32F407 ile periyot okuma ve set sinyalleri oluşturma.....	38
Şekil 3.18. Slave anahtarları set sinyalleri oluşturulması örneği	38
Şekil 3.19. Gerçeklenen tüm sistem devresi	40
Şekil 3.20. Kontrol devresi katmanları	41
Şekil 3.21. Kontrol devresi alt katman pcb görseli.....	42
Şekil 3.22. Çalışmada kullanılan PV panel.....	43

Şekil 3.23. İlk simülasyon testinin aşamaları	44
Şekil 3.24. İkinci simülasyon testinin aşamaları.....	44
Şekil 3.25. Artan direnç testi ile panelin MPP noktası tespiti	44
Şekil 3.26. Gerçeklenen devrenin MPPT testinin aşamaları.....	44
Şekil 3.27. Çalışmada kullanılan ölçüm cihazları görseli.....	44
Şekil 4.1. Değişen ortam koşulları testi sonuçları	49
Şekil 4.2. Interleaved boost dönüştürücü simülasyonu bobin akım şekilleri.....	50
Şekil 4.3. Interleaved boost dönüştürücü simülasyonu mosfet anahtarlama şekilleri	50
Şekil 4.4. Simülasyon testi panel gerilimi dalga şekli	51
Şekil 4.5. Simülasyon testi panel akımı dalga şekli.....	51
Şekil 4.6. Tek katlı sürekli mod boost dönüştürücünün panel akım şekilleri.....	52
Şekil 4.7. 4 katlı interleaved kritik mod dönüştürücü panel akım şekilleri	52
Şekil 4.8. PV panel akımı, tek kat bobin akımı ve anahtarlama sinyali	53
Şekil 4.9. Interleaved dönüştürücünün ilk ve ikinci katının bobin akımı ile anahtarlama sinyalleri.....	54
Şekil 4.10. Interleaved dönüştürücünün ilk ve üçüncü katının bobin akımı ile anahtarlama sinyalleri	55
Şekil 4.11. Interleaved dönüştürücünün ilk ve dördüncü katının bobin akımı ile anahtarlama sinyalleri	56
Şekil 7.1. Çalışmada kullanılan nüve ve eşdeğer devresi	64

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1. MPPT yöntemlerinin karşılaştırması	15
Çizelge 3.1. EE4220 nüve özellikleri(boşluksuz).....	31
Çizelge 3.2. Çalışmada kullanılan PV panelin bilgileri	43
Çizelge 3.3. Çalışmada kullanılan ölçüm ekipmanları listesi	45
Çizelge 4.1. Test edilen ortam şartlarında panelden alınan değişken direnç testi sonuçları	46
Çizelge 4.2. 1000W/m ² ışıma ve 23°C sıcaklıkta MPPT testi değerleri.....	46
Çizelge 4.3. 1000W/m ² ışıma ve 25° sıcaklıkta PLECS simülasyon değerleri (standart test kosuları).....	48

1. GİRİŞ

Dünyada endüstrileşme, artan nüfus ve yükselen yaşam standartları sonucunda sürekli artan enerji ihtiyacının fosil yakıtlardan karşılanması, sera gazı salınımlarını da artırmaktadır (Pandey vd. 2016). Artan sera gazı salınımları küresel ısınma ve iklim değişikliklerine sebep olmaktadır (Tawfique vd. 2013). Bu durum enerji üretiminde çevreye daha az zararlı olan yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımını gerektirmektedir (Ahmad vd 2019; Podder vd. 2019). Yenilenebilir enerji kaynaklarına güneş, rüzgar, gel-git, biyoyakıt ve jeotermal enerji kaynakları örnek olarak verilebilir (Pandey vd. 2016). Güneş enerjisi, yenilenebilir enerji kaynakları arasında en çok tercih edilen kaynaklardandır. Güneş enerjisinin diğer kaynaklara göre avantajları yakıt kaynağının sınırsız olması, yüksek miktarda kirli atık üretmemesi, düşük işletme maliyeti, yüksek maliyetli bakıma ihtiyaç duyan hareketli parçalarının olmayışı, panellerin yüksek garanti sürelerine sahip olması, modüler tasarıma uygun olması olarak sıralanabilir (Hegedus ve Luque 2003).

Güneş enerjisi ile elektrik üretimi için güneş panelleri kullanılır. Güneş panelleri aynı zamanda solar panel veya fotovoltaiik panel (PV) olarak da isimlendirilir. Fotovoltaiik, fotona maruz bırakıldığında, yarıiletkenlerden DC elektrik üretebilme teknolojisine verilen addır (Hegedus ve Luque 2003).

Güneş panelleri, güneş hücresi veya fotovoltaiik hücre adı verilen yapılardan oluşur. Bu yapılar kendi başlarına küçük gerilim ve güç üretebildiklerinden birbirlerine seri ve paralel bağlanarak PV paneller oluşturulur. Güneş panellerinin ürettikleri güç birkaç wattan 300 watt seviyelerine kadar ulaşabilmektedir (Messenger ve Ventre 2004). Daha yüksek güç seviyelerinde üretimin gerektiği durumlarda PV paneller de kendi aralarında seri ve paralel bağlanarak kullanılabilir (Messenger ve Ventre 2004). Güneş panellerinin ürettikleri güç güneş ışımaya, ortam sıcaklığına ve panele bağlanan yüke göre değişiklik gösterir. Değişen sıcaklık ve ışımaya rağmen, güneş panellerinin içinde bulunduğu ortam şartında üretebildikleri maksimum bir güç bulunmaktadır. Bu güce maksimum güç noktası (MPP) ve değişen şartlarda güneş panellerinin maksimum güç noktasında çalışmasını sağlayan devrelere de maksimum güç noktası izleme (MPPT) devreleri adı verilir. MPPT devrelerinin kontrolünü sağlayan algoritmalar da MPPT algoritmaları olarak adlandırılır. MPPT ile güneş panelinden alınan verim artmaktadır (Hameed vd. 2019; Santos vd. 2006; Tawfique vd. 2013).

MPPT devreleri güneş panelinin çıkışına bağlanan devrelerdir. Kullanılan devre topolojileri güç elektroniğinde bulunan DC/DC dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücülere örnek olarak buck, boost, buck-boost, flyback ve cuk dönüştürücüler örnek verilebilir. Verilen örneklerin yanı sıra MPPT çalışmalarında kullanılan çok sayıda farklı özellikte DC/DC dönüştürücü çalışması bulunmaktadır (G ve Singh 2017; Beopjun vd. 2013; Raghavendra vd. 2019). Güneş paneli çıkışına takılan bu devreler anahtarlama kontrolü ile çalışırlar. Anahtarlama yapıları genellikle bir mikrodenetleyici tarafından yapılır. Mikrodenetleyici içerisinde MPPT algoritmasını işler ve anahtarlama yapıları MPPT algoritmasının verdiği karara göre gerçekleştirir. MPPT algoritmaları da tıpkı MPPT devreleri gibi literatürde çok sayıda bulunmaktadır. Zamanla yapılan çalışmalarla geliştirilen algoritmalar farklı türlerde sınıflandırılmış, sensor kullanımı, uygulama kolaylığı, maliyet, verimlilik ve popülerlik gibi etmenler üzerinden birbirleri ile karşılaştırılmıştır (Esrām ve Chapman 2007; Reisi vd. 2013). Çalışmalarda sıklıkla

kullanılan bazı MPPT algoritmalarına değiştir-gözetle (P&O), artan iletkenlik (InC), kısa devre akım (SCC) ve açık devre gerilim (OCV) metotları örnek olarak verilebilir.

Boost dönüştürücüler MPPT devrelerinde sıklıkla kullanılan temel devrelerdendir. Boost dönüştürücüler, giriş gerilimlerini yükselten DC/DC dönüştürücülerdir. Gerilim yükseltme özellikleri, düşük panel gerilimlerinin şebeke gerilimi seviyelerinde yükseltilmesi gereken uygulamalarda kullanımlarının önünü açmaktadır. Bunun dışında, devre topolojisi gereği girişlerinde bulunan bobin, kaynağa seri bağlı bulunduğu için kaynaktan çekilen akım dalgalanmasının azaltılmasını da sağlar(Ikawanty vd. 2019). Yüksek güçlü uygulamalarda veya gerilimin yükselme oranının arttığı uygulamalarda gücün taşınabilmesi için devre elemanlarının da yüksek güce dayanıklı olması gereklidir. Bu durum tasarımdaki eleman boyutlarının ve maliyetinin artmasına sebep olur. Buna ilave olarak, yüksek güçlerde çalışma, boost devrelerinin çektikleri akımda dalgalanmayı artırır. Bu dalgalanma, panelin çalışan MPPT algoritmasının yanılmasına sebep olarak yanlış MPP noktasında çalışmasına sebep olur(Ikawanty vd. 2019). Literatürde yapılan çalışmalar, panel çıkışındaki akımın %8 lik dalgalanmasının toplam güçte %6.83 lik düşüşe sebep olduğunu göstermektedir (El Khateb vd. 2015). Bu düşüş sistemdeki toplam verimin de azalmasını etkileyen faktörlerden biridir (El Khateb vd. 2015). Bu sorunların çözümü için interleaved boost dönüştürücüler kullanılır. Interleaved boost dönüştürücü, geleneksel boost dönüştürücülerin birkaç tanesinin giriş ve çıkışlarının paralel bağlanması ile elde edilen devrelerdir. Giriş-çıkış denklemi geleneksel boost dönüştürücü ile aynıdır. Her bir katı kendi başına boost dönüştürücü olarak çalışan yapıda toplam güç katlar arasında bölünür (Liccardo vd. 2007). Kat sayısı arttıkça kat başına düşen güç azalacağından, seçilen devre elemanlarının da maliyeti ve boyutu azalmaktadır (Liccardo vd. 2007; Venkatesan vd. 2018). Bunun yanında yüksek güçlü uygulamalarda tek katlı geleneksel boost dönüştürücüler, büyük hacimli bobinlere gereksinim duyarken, interleaved yapıda kat sayısı arttıkça kullanılan bobin ölçüleri de azalır (Ikawanty vd. 2019). Interleaved boost dönüştürücülerin giriş ve çıkış gerilimleri ile anahtarlama frekansları aynı olsa da anahtarlama sinyalleri arasında kat sayısına bağlı faz farkı bulunmalıdır. Bu faz farkı, kat sayısı N olmak üzere, $360/N$ ile hesaplanır. Örnek verilecek olursa, 2 katlı bir interleaved boost dönüştürücünün anahtarlama sinyalleri arasında 180 derecelik bir faz farkı, 3 katlı yapı için 120 derecelik faz farkı bulunmalıdır.

Bu çalışmada, panelden düşük dalgalı akım çekerek MPPT verimini artırmayı amaçlayan interleaved boost dönüştürücü tasarlanmıştır. Tasarlanan dönüştürücü 4 katlı yapıda seçilmiş ve bütün katlar kritik akım modunda çalışmaktadır. Kritik akım modunda çalışma aynı zamanda sıfır akımda anahtarlama sebep olacağı için anahtarlama kayıplarının da azalması sağlanmıştır. MPPT algoritması olarak P&O algoritması ile SCC algoritmasının beraber kullanıldığı hibrit bir algoritma tasarlanmıştır. Tasarımın katlarının kritik akım modunda çalıştırılabilmesi için open loop kontrol tekniği kullanılmıştır. MPPT algoritmalarının işlenmesi, anahtarlama kontrolü, akım gerilim okuma gibi işlemlerin yapılabilmesi için mikrodenetleyici kullanılmıştır. Tasarım, çalışmada kullanılan panelin gücüne ve maksimum akımına göre tasarlanmış ve bu bilgiler kullanılarak gerekli devre elemanlarının değerleri hesaplanmıştır. Sistem tasarım, simülasyon ve gerçekleştirme olarak üç temel aşamaya sahiptir. Tasarım aşamasında 4 katlı interleaved boost dönüştürücü devresinin elemanları belirlenmiş ve devrenin MPPT algoritması tasarlanmıştır. Simülasyon

aşamasında PLECS programı kullanılmıştır. PLECS programı kullanılarak, tasarlanan sistemin güç katı ve MPPT algoritması simülasyon ortamında test edilmiştir. Gerçekleme aşamasında ise tasarım, güç ve kontrol devresi olarak 2 devreden oluşturulmuştur. Güç devresi 4 katlı interleaved boost dönüştürücü yapısını, kontrol devresi ise mikrodenetleyici, kontrol entegreleri, sensörler gibi elemanları bulundurmaktadır. Tasarımı tamamlanan sistem farklı ışık koşulları ve yükler kullanılarak test edilmiştir. Testte, devreye bağlanan farklı dirençlerin üzerindeki gerilim ve akım üzerinden yola çıkarak tasarımın MPPT işlemindeki performansı ve panelden çektiği akımın dalgalanmasındaki etkisi gözlemlenmiş, sonuçlar değerlendirilmiştir.



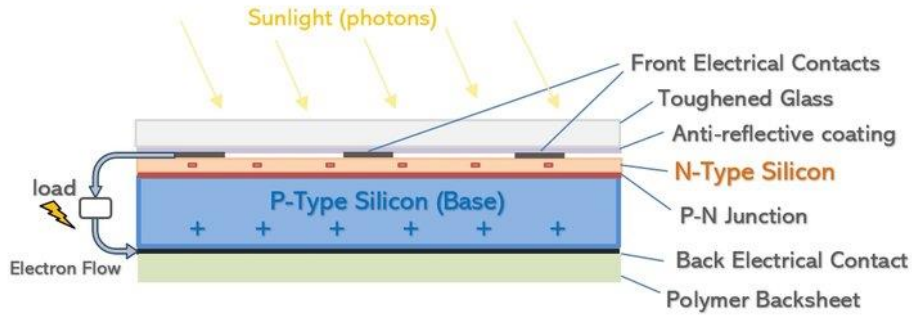
2. KAYNAK TARAMASI

2.1. Fotovoltaik Hücre Yapısı ve Çalışma Prensibi

Fotovoltaik sistemlerin en küçük yapı birimi fotovoltaik hücrelerdir. Fotovoltaik hücrelerin çıkış gerilimi ve güçleri düşük değerde olduğu için birbirlerine seri-paralel bağlanarak PV paneller oluşturulur. PV panellerin çıkış güçlerinin yetmediği durumlarda ise PV dizileri oluşturularak çıkış gücü artırılabilir (Messenger ve Ventre 2004). Şekil 2.1’de hücre, panel ve dizi ilişkisi görülmektedir. Solar panellerin çalışmasını anlayabilmek için fotovoltaik hücrelerin çalışmasını anlamak gereklidir. Fotovoltaik hücreler p ve n tipi yarıiletkenlerin p-n katmanı oluşturacak şekilde birleştirilmesiyle oluşur. Oluşturulan p-n katmanı güneş ışığına maruz kaldığında elektrik üretir. Şekil 2.2’de fotovoltaik hücre iç yapısı verilmiştir.



Şekil 2.1. PV panel ile PV hücre ilişkisi

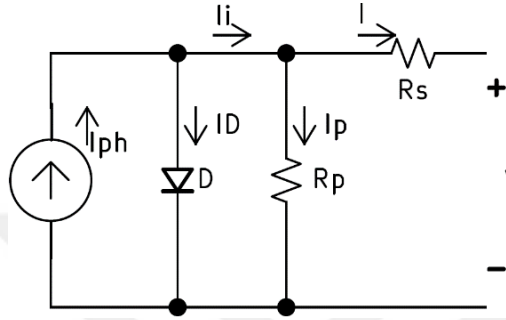


Şekil 2.2. Fotovoltaik hücre iç yapısı

2.2. Fotovoltaik Panellerin Matematiksel Modeli

Fotovoltaik panellerin değişen ortam şartları içerisinde ve bağlanan farklı yüklerde üreteceği akım ve gerilimi öğrenebilmek için onları modellemek gereklidir. Modelleme sayesinde panellerin kullanılacağı bölge içindeki gerçek iklim şartlarında nasıl çalışılacağı da anlaşılabilir. Fotovoltaik panellerin modellenmesinde zaman içinde geliştirilmiş pek çok yöntem bulunmaktadır ve bu konu hakkında yapılan çokça çalışma mevcuttur (Vinod vd. 2018). Panel modellemesinde en sık kullanılan yöntem tek diyot ile modelleme yöntemidir. Tek diyot modelinde ideal fotovoltaik hücre, bir

akım kaynağı ve ona paralel bir diyot ile modellenirken, gerçek uygulamalara yakınlık olması için modele seri ve paralel dirençler eklenerek model geliştirilmiştir. Şekil 2.3'te tek diyot modeli örneği verilmiştir. Örnekte görüldüğü üzere PV panel bir akım kaynağı, diyot ve iki direnç ile modellenmiştir. I_{ph} üretilen fotovoltaiik akımı, I_D diyot üzerindeki akımı, R_p panel paralel direncini ve R_s panel seri direncini temsil etmektedir. I ve V ise sırasıyla fotovoltaiik panel çıkış akımı ve gerilimini temsil etmektedir. R_s direnci panel içerisindeki bağlantı noktaları, metal bağlantı parçalarının oluşturduğu dirençleri ifade eder. R_p direnci ise fotovoltaiik hücrenin kalınlığı, yüzey etkisi vb. nedeniyle oluşan kaçakları ifade eden dirençtir (Vinod vd. 2018).



Şekil 2.3. Fotovoltaiik panel tek diyot modeli

Şekil 2.3'te verilen modelde panel çıkış akımı (I), fotovoltaiik akım (I_{ph}), diyot akımı (I_D) ve R_p direncinden geçen akım (I_p) cinsinden denklem (2.1) bağıntısındaki gibi yazılabilir.

$$I = I_{ph} - I_D - I_p \quad (2.1)$$

Denklem (2.1)'de verilen I_D akımı, aşağıda verilen (2.2) bağıntısındaki denklem kullanılarak açılabilir. R_p direnci ise yüksek değerli olduğundan dolayı üzerinden geçen akım ihmal edilebilir (Vinod vd. 2018). Bu durumda (2.1) denklemi (2.3) bağıntısı ile ifade edilebilir.

$$I_D = I_s \left[e^{\frac{qV_D}{N_s k T_0 A}} - 1 \right] \quad (2.2)$$

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{qV_D}{N_s k T_0 A}} - 1 \right] \quad (2.3)$$

Denklem (2.3)'te kullanılan V_D , diyot gerilimini ifade eder ve denklem (2.4) bağıntısı V_D geriliminin, Şekil 2.3'te verilen model kullanılarak oluşturulan matematiksel ifadesidir. Denklem (2.3) aşağıda verilen (2.4) bağıntısında yerine yazılarak (2.5) denkleminde dönüştürülebilir.

$$V_D = V + IR_s \quad (2.4)$$

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{N_s k T_0 A}} - 1 \right] \quad (2.5)$$

Denklem (2.5) bağıntısında I_{ph} , fotovoltaiik akımı, N_s , paneldeki seri bağlı hücre sayısı, k Boltzmann sabiti (değeri $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T_0 kelvin cinsinden sıcaklık ve A diyot kalite faktörü olarak isimlendirilir. (2.5) bağıntısında bulunan I_{ph} ışınım ve sıcaklıkla bağımlı, V veya R_s değerlerinden bağımsızdır (Vinod vd. 2018). Paneldeki hücrelerin seri-paralel bağlantı ile oluşturuldukları durumda panel çıkış akımının bulunması için formül (2.5), paralel bağlı hücre sayısı N_p olmak üzere (2.6) bağıntısındaki gibi yeniden yazılabilir (Vinod vd. 2018).

$$I = N_p * I_{ph} - N_p * I_s \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{N_s k T_0 A}} - 1 \right] \quad (2.6)$$

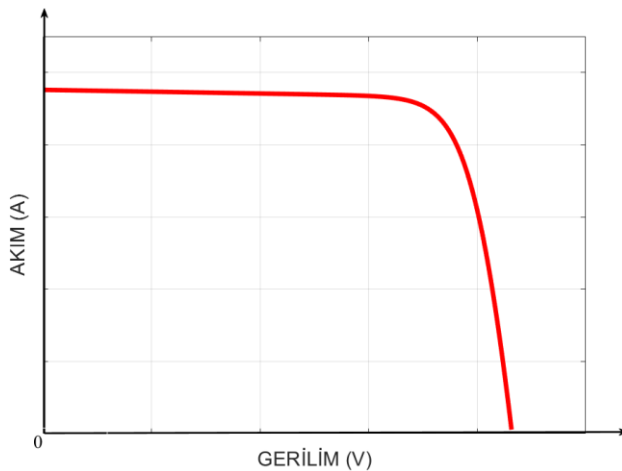
Denklem (2.5)'te I_s saturasyon akımı, q , $1.60 \cdot 10^{-19}$ Coulomb'luk elektron yükü, V_d diyot üzerindeki gerilim, N_s , paneldeki seri bağlı hücre sayısı, k Boltzmann sabiti (değeri $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T_0 kelvin cinsinden sıcaklık, A diyot ideallik (kalite) faktörüdür. Denklem (2.5) bağıntısındaki fotovoltaiik akımı olan I_{ph} ifadesi sıcaklık ve ışımaya bağlı olacak şekilde aşağıdaki denklem (2.7) ifadesi ile yazılır. Denklem (2.6)'da verilmiş olan I_s , saturasyon akımıdır ve denklem (2.8) bağıntısında formülü verilmiştir. I_s 'nin bulunabilmesi için gereken ters saturasyon akımı (I_{rs}) ise (2.9) bağıntısında gösterilmiştir (Vinod vd. 2018).

$$I_{ph} = [I_{sc} + K_i(T_0 - T_r)] \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) \quad (2.7)$$

$$I_s = I_{rs} \left[\frac{T_0}{T_r} \right]^3 \left[e^{\left(\frac{qE_g}{kA} \right) \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_0} \right)} \right] \quad (2.8)$$

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{e^{\frac{q(V+IR_s)}{N_s k T_0 A}} - 1} \quad (2.9)$$

Denklem (2.5) veya (2.6) ile verilen bağıntılar kullanılarak herhangi bir güneş panelinin voltaj-akım karakteristiğini çıkarmak mümkündür. Örnek olarak Şekil 2.4'te bir güneş paneli voltaj-akım grafiği verilmiştir.



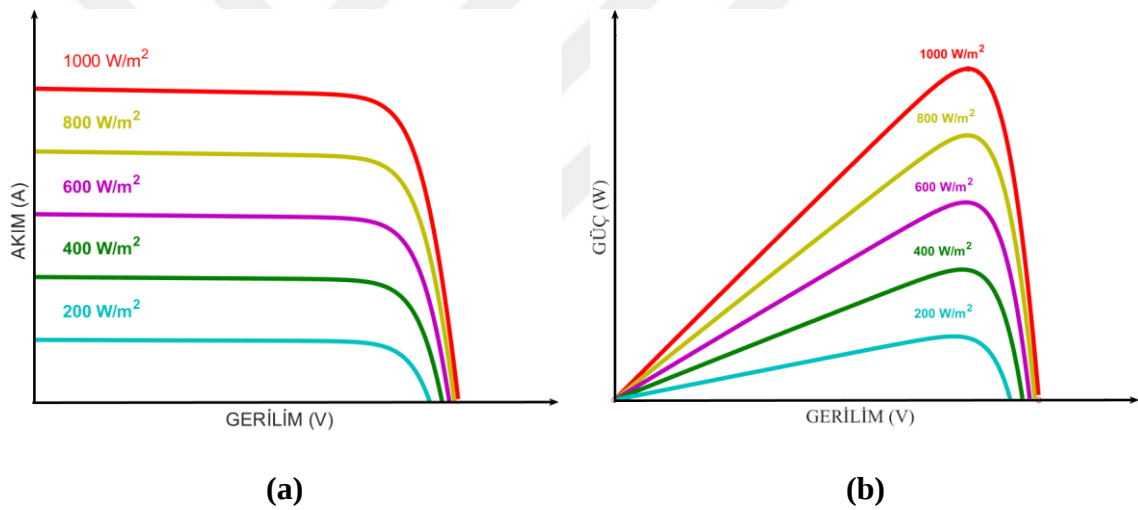
Şekil 2.4. PV panel voltaj-akım grafiği örneği

2.3. PV Panellerin Farklı Işıma, Sıcaklık ve Yük Altındaki Davranışları

PV panellerin ürettiği güç, ortam sıcaklığı, panele düşen ışıma miktarı ve bağlanan yük miktarına bağlı olarak değişiklik gösterir. Bu bölümde panellerin değişen bu koşullardaki çıkış güçlerinin davranışı, panellerin gerilim-akım (V-I) ve gerilim-güç (V-P) eğrilerindeki etkileri üzerinden incelenecektir. Değişen ışıma koşulunda sıcaklık 25°C , değişen sıcaklık koşulunda ise ışıma 1000W/m^2 değerlerinde sabit tutulacaktır. Bu değerler literatürde standart test koşulları olarak ifade edilen ve PV panellerin testleri için kullanılan değerlerdir (Krisnadinata vd. 2013; Vinod vd. 2018).

2.3.1. Değişen ışıma durumu

Güneş panellerinin bulunduğu sıcaklık sabit iken, üzerlerine düşen ışıma miktarının farklı olma durumunda, panel akım-gerilim (V-I) ve gerilim-güç (P-V) karakteristiklerindeki değişim denklem (2.5)'teki ışıma (G) miktarı değiştirilerek teorik olarak elde edilebilir. Bu ifadeye örnek olarak herhangi bir güneş panelinin 25°C sıcaklık sabit tutulmak üzere, 1000 , 800 , 600 , 400 ve 200W/m^2 ışımlar için gerilim-akım grafiği Şekil 2.5a'da ve gerilim-güç grafiği Şekil 2.5b'de verilmiştir.

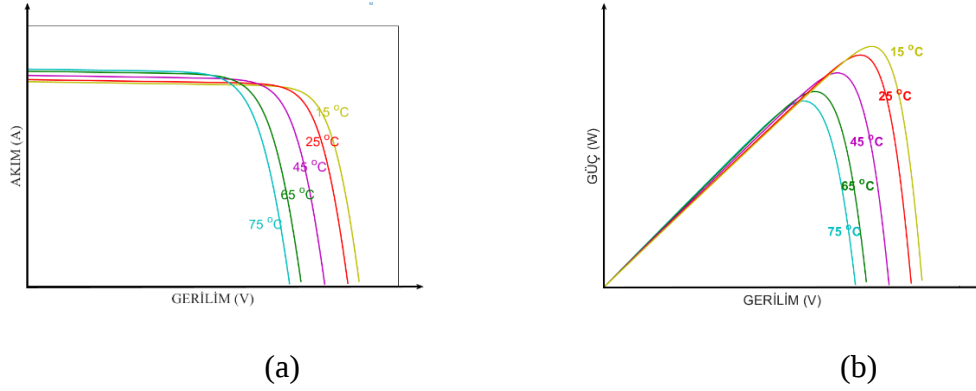


Şekil 2.5. Sabit sıcaklık değişen ışıma durumu; **a)** V-I grafiği; **b)** V-P grafiği

Verilen şekiller incelendiğinde (Şekil 2.5a, b) panelin üzerine düşen ışıma miktarının (W/m^2) artması durumunda panelin çıkış akımı ve gücü de artmaktadır. Bununla beraber, çıkış gerilimindeki değişim, akım kadar gözle görülür bir farklılıkta değildir.

2.3.2. Değişen sıcaklık durumu

PV panellerin değişen sıcaklıklarda çıkış güçlerinin incelenmesi için önceki bölümde olduğu gibi formül (2.5) kullanılır. Değişen sıcaklık durumunun incelenebilmesi için formüldeki ışıma (G) sabit tutularak, sıcaklık (T_0) değiştirilerek teorik olarak yeni durum için panel karakteristiği elde edilir. Örnek olarak herhangi bir PV panel için ışıma 1000W/m^2 değerinde sabit tutulurken, 75 , 65 , 45 , 15 ve 15°C için panelin V-I ve V-P grafikleri Şekil 2.6a ve Şekil 2.6b'de verilmiştir.

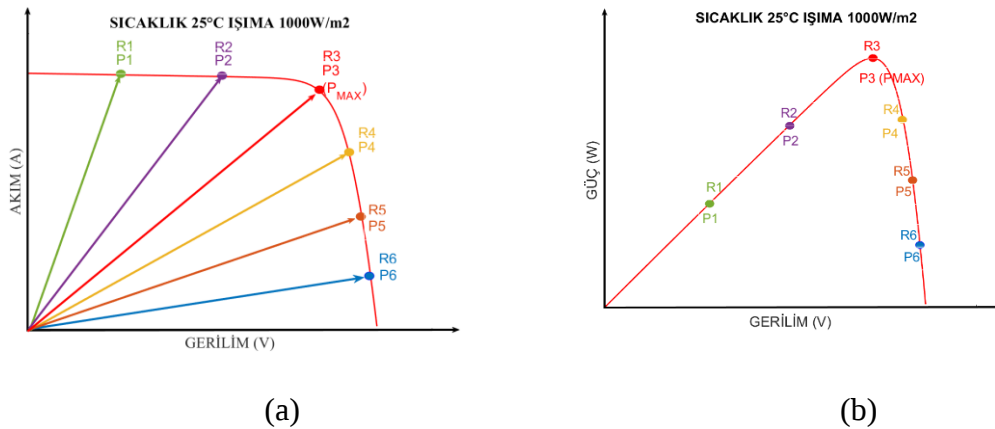


Şekil 2.6. Sabit ışıma değişen sıcaklık durumu; **a)** V-I grafiği; **b)** V-P grafiği

Şekil 2.6a incelendiğinde, artan sıcaklığın çıkış akımına olan etkisi görece az iken, çıkış gerilimine olan etkisi daha fazladır. Artan sıcaklık çıkış gerilimini gözle görülür biçimde azaltmaktadır. Bununla beraber Şekil 2.6b’de verilen güç-gerilim grafiğinde de çıkış gücü panel sıcaklığının artmasıyla birlikte azalmaktadır.

2.3.3. Değişen yük durumu

PV panellerin maruz kaldıkları sıcaklık ve ışmanın değişimi durumundaki davranışları önceki bölümlerde anlatılmıştı. Bu bölümde PV panellerin sıcaklık ve ışımaları standart test koşulları (ışıma 1000W/m² ve sıcaklık 25°C) altında sabit iken, bağlanan yükün değişiminin, panellerin V-I ve P-V grafikleri üzerindeki çalışma noktasında oluşturduğu değişiklikler incelenecektir. Standart test koşullarında herhangi bir PV panele farklı dirençler bağlandığında çıkıştan alınacak güçler de farklı olacaktır. Bu duruma örnek olarak bir güneş paneline bağlanmış 6 farklı direnç için panelin V-I ve V-P grafiklerindeki çalışma noktalarının değişimi sırasıyla Şekil 2.7a’da ve Şekil 2.7b’de görülmektedir. Direnç değerleri R1 en düşük ve R6 en yüksek olacak şekilde giderek artan sırayla bağlanmıştır.

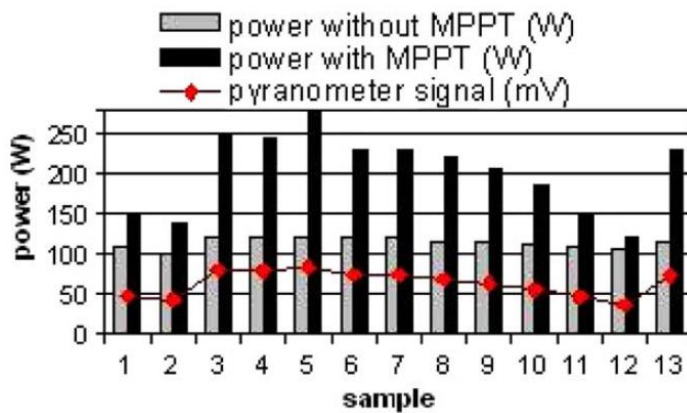


Şekil 2.7. Sabit sıcaklık ve ışıma değişen direnç durumu; **a)** V-I grafiği; **b)** V-P grafiği

Güneş panellerinin üzerine düşen ışıma arttığı veya panel sıcaklığı azaldığı sürece panelin çıkış gücü artmaktadır. Fakat aynı durum panele bağlanan yük için söylenemez. Şekil 2.7a ve Şekil 2.7b’de verilen örneklerden panelin çıkış gücünün yükün artması veya azalmasına göre sürekli olarak artan veya azalan bir davranış sergilemediği görülmektedir. Örnekte görüldüğü üzere bağlanan en yüksek yük olan R6 en düşük güçte çalışmakta iken, en düşük direnç olan R1 en yüksek güç miktarı değildir. En yüksek gücü üreten yük miktarı R3 direncidir. Yine görülmektedir ki, panele bağlanan yük, R3 direncine ne kadar yaklaşırsa çıkış gücü de o kadar artmıştır. Buradan, panele bağlanan yük, maksimum gücü veren yüke yaklaştıkça çıkış gücünün artacağı söylenebilir.

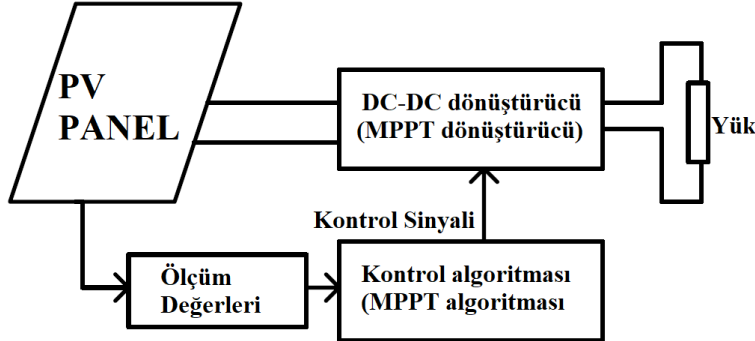
2.4. PV Panellerde Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT)

PV panellerin V-I karakteristikleri doğrusal değildir. Çıkış güçleri ışıma sıcaklık ve bağlanan yüke göre farklılık göstermektedir (Faranda vd. 2008; Podder vd. 2019). Bahsedilen farklılıklar önceki bölümlerde sıcaklık, ışıma ve yükün değişiminin, V-I ve V-P grafiklerindeki çalışma noktalarına olan etkisi üzerinden detaylıca anlatılmıştı. PV panellerin anlatılan sebeplerle çıkış güçleri sürekli değişiyor olsa bile, panellerden içinde bulunduğu ortam koşullarında (sıcaklık ve ışıma) alınabilecek maksimum gücün bulunduğu bir çalışma noktası vardır. Bu noktaya PV panelin maksimum güç noktası denir (MPP) ve PV panellerden içerisinde bulunduğu ortam şartlarında maksimum gücü üretmesini sağlayan çalışmalara (devreler, algoritmalar vs.) maksimum güç noktası izleme (MPPT) adı verilir (Faranda vd. 2008). MPPT işlemi ile PV panelin maksimum güç noktasında çalıştırılması, genel sistem verimini ve üretilen güç miktarını artırır (Mosa vd. 2017; Podder vd. 2019). PV panellerin MPPT ile verimlerinin %45’e kadar artırılabilirdiği literatürdeki çalışmalarca gösterilmiştir (Santos vd. 2006). Bu duruma ilişkin örnek Santos vd. (2006)’dan alınan Şekil 2.8’de verilmiştir. Çalışmada bir PV panelden MPPT var iken ve yok iken alınan 13 adet örnek için çıkış güçleri görülmektedir. Ve panel çıkış gücü MPPT var iken gözle görülür şekilde artmıştır.



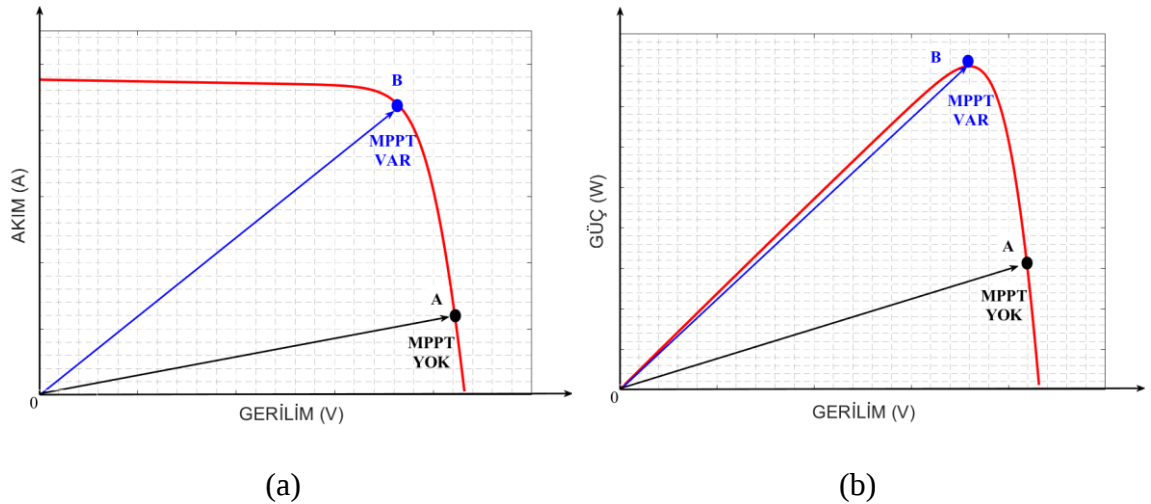
Şekil 2.8. PV panellerin MPPT varken ve yokken ürettikleri güç karşılaştırması (Santos vd. 2006)

PV panellerde MPPT işlemi için panel ile yük arasında bir DC-DC dönüştürücü bağlanır ve bu dönüştürücünün kontrol sinyali bir MPPT algoritması tarafından kontrol edilir. Şekil 2.9’da MPPT sisteminin genel çalışma diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.9. MPPT sistemi çalışma diyagramı

MPPT sistemlerinde panelden alınan çeşitli ölçümler (akım, gerilim, sıcaklık, ışıma vs.) MPPT algoritmalarına aktarılır. MPPT algoritmaları aldıkları değerleri kullanarak, kendi işleyişleri doğrultusunda bir çıkarım yaparlar. Bu çıkarım, kontrol edilen DC-DC dönüştürücünün anahtarlama sinyaline dönüştürülür (kontrol sinyali). Değişen anahtarlama sinyali, DC-DC dönüştürücünün bağlandığı panelin çalışma noktasını değiştirmesini sağlar (Şekil 2.9). Değişen her koşulda (sıcaklık, ışıma, yük) panelin çalışması gereken nokta tekrar hesaplanır ve süreç sistem çalıştığı sürece devam eder. Şekil 2.10.a ve b’de bir PV panel için gerilim-akım ve gerilim-güç grafikleri üzerindeki çalışma noktasının MPPT olan ve olmayan durumda konumları verilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere, MPPT var iken (B noktası) panel çıkış gücü daha fazladır.



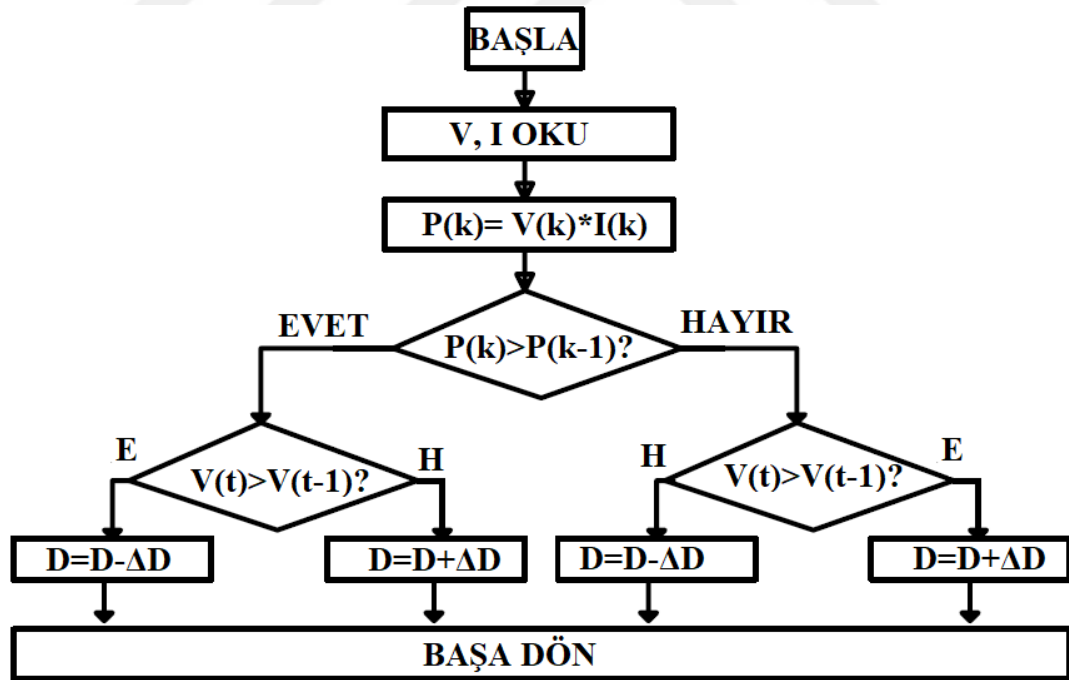
Şekil 2.10. MPPT işleminin PV panellerin çalışma noktasına etkisi

Bölümün devamında MPPT algoritmaları ve MPPT için kullanılan devre yapıları hakkında bilgiler verilecek ve bu çalışmada kullanılan devre ve algoritmaların incelenmesi yapılacaktır.

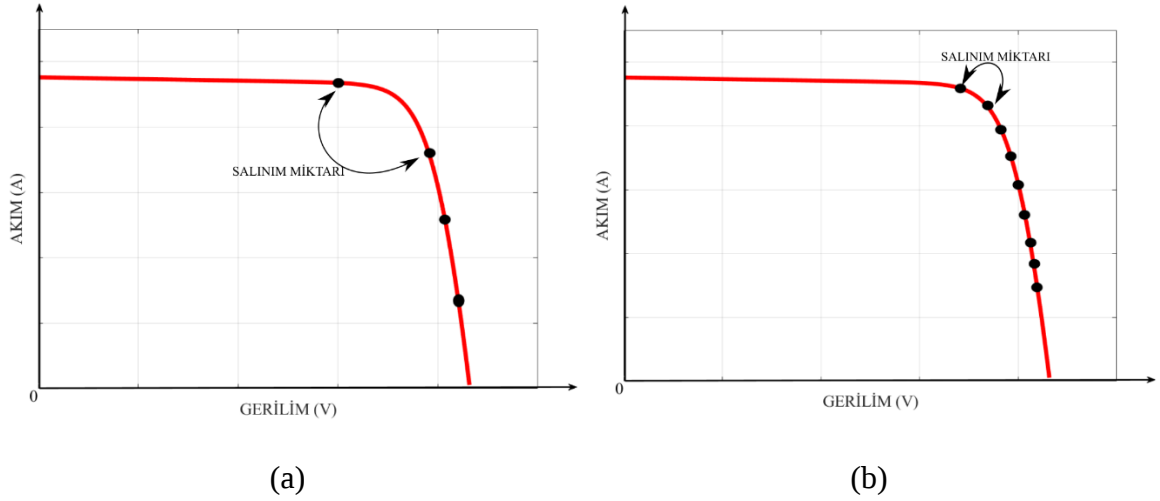
2.5. MPPT Algoritmaları

2.5.1. Değiştir-gözetle metodu

Uygulama kolaylığı ve işlem maliyetinin düşük olması sebebiyle en çok kullanılan MPPT algoritmalarından biri P&O metodudur (Shadlu 2019). Şekil 2.11’de P&O algoritması akış şeması verilmiştir. P&O metodunda panelden belirli aralıklarla güç ve gerilim okuması yapılır ve önceki durum ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucu kontrol sinyalinin sonraki durumunu belirler. Kontrol sinyalinin artması eğer panel çıkış gücünü artırıyorrsa, sonraki durumda da artırılır. Eğer kontrol sinyalinin artması paneldeki çıkış gücünde azalmaya sebep oluyorsa, sonraki durumda kontrol sinyali azaltılır. Kontrol sinyalinin önceden belirlenen artma veya azalma miktarı, panelin çalışma noktasındaki değişimin miktarını da belirler. Diğer bir deyişle, panel grafiği üzerindeki adım mesafesi, kontrol sinyalinin değişim miktarına bağlıdır. Eğer düşük adım miktarı seçilirse MPP noktası geç bulunur fakat MPP noktasında salınım miktarı da az olur. Eğer yüksek adım miktarı seçilirse MPP noktasına erken ulaşılır fakat MPP noktası etrafında yüksek salınım görülür (Bin Jusoh vd. 2015). Adım miktarı dinamik olarak değiştirilerek hem yüksek hızda MPP ye ulaşmak hem de MPP çevresinde az salınım elde edilebilmek de mümkündür (Bin Jusoh vd. 2015). P&O algoritmasında seçilen adım miktarının, algoritmanın MPP noktasında yaptığı salınımla ilişkisi Şekil 2.12.a ve b’de verilmiştir. Şekil 2.12.a’da düşük adım miktarı, Şekil 2.12.b’de yüksek adım miktarı seçilen örnek verilmiştir. Örneklerden görüldüğü üzere düşük adım miktarı seçmek daha az salınıma sebep olmaktadır.



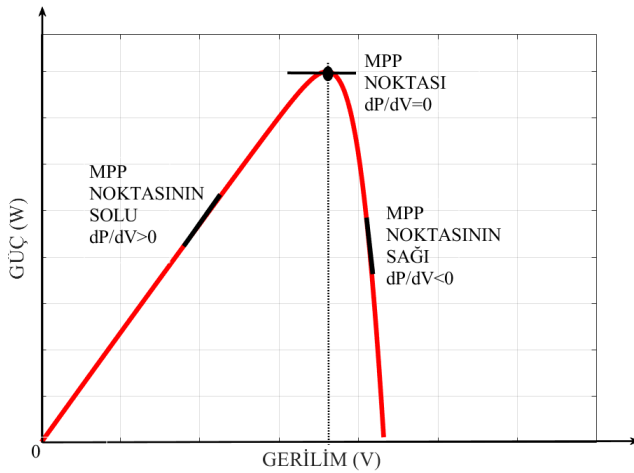
Şekil 2.11. P&O algoritması akış şeması



Şekil 2.12. P&O algoritmasının adım miktarı ile salınım ilişkisi; **a)** yüksek adım miktarı **b)** düşük adım miktarı seçimi

2.5.2. Artan iletkenlik metodu

Güneş panelinin güç-gerilim eğrisi incelenirse, gücün gerilime göre türevinin sıfır olduğu noktanın aynı zamanda maksimum güç noktası olduğu görülür. Artan iletkenlik metodu bu matematiksel ifade temelinde çalışan bir MPPT algoritmasıdır. Bu algorithma PV panelin güç-gerilim eğrisi 3 bölgede incelenir. Bu bölgeler MPP noktası, MPP noktasının sol bölümü ve MPP noktasının sağ bölümüdür. Bu bölümler, ilgili bölümde gücün gerilime göre türevinin sıfırdan büyük veya küçük olduğunu da gösterirler. Bahsedilen bölgeler Şekil 2.13'te örnek bir güneş paneli P-V eğrisi üzerinde gösterilmektedir.



Şekil 2.13. Güneş paneli P-V eğrisinin InC metodu ile incelenmesi

PV panelin gücünün gerilime göre türevinin sıfır olduğu MPP noktasının matematiksel ifadesi denklem (2.10)'da verilmiştir.

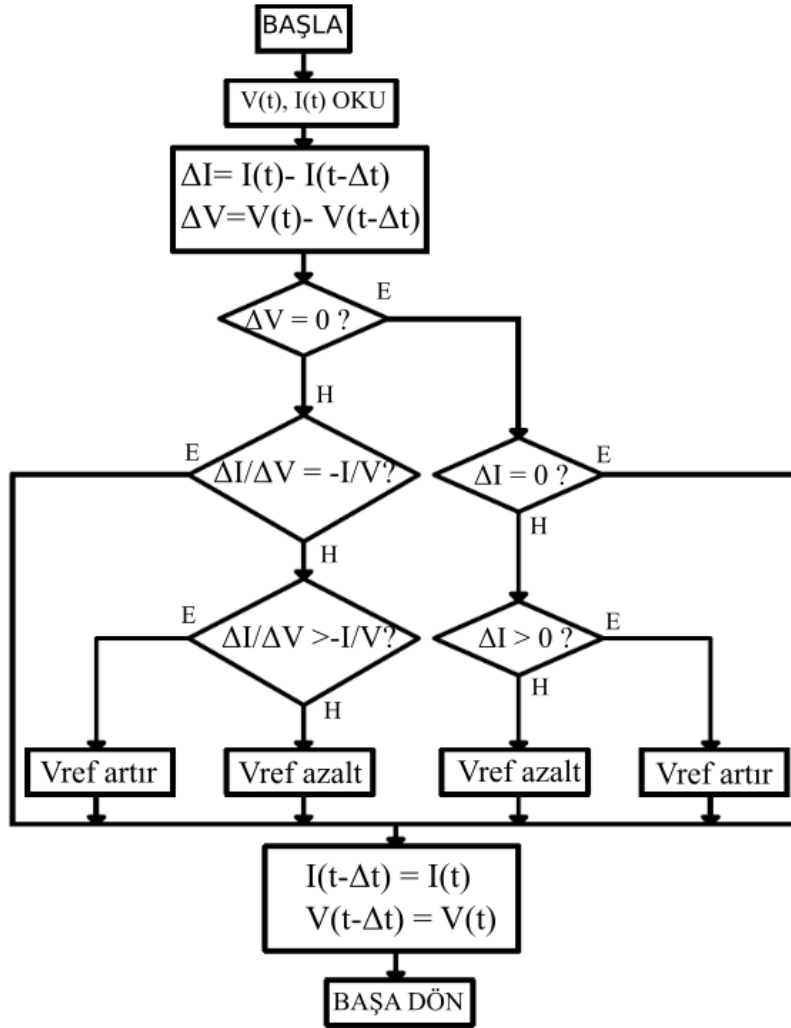
$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I = 0 \quad (2.10)$$

Denklem (2.10)'da panel akımı (I) ve gerilimi (V) eşitliğin sağına alınarak düzenlenirse formül (2.11) elde edilir. (2.11)'de verilen eşitlik MPP noktasında çalışmayı ifade ederken, (2.12) ve (2.13) bağıntıları da sırasıyla MPP noktasının solunda ve sağına çalışmayı ifade eden matematiksel denklimlerdir (Wasynezuk 1983). Şekil 2.14'te algoritma akış şeması verilmiştir (Eltawil ve Zhao 2013).

$$\frac{dI}{dV} = \frac{-I}{V} \quad \text{mpp noktasında} \quad (2.11)$$

$$\frac{dI}{dV} > \frac{-I}{V} \quad \text{mpp noktasının solunda} \quad (2.12)$$

$$\frac{dI}{dV} < \frac{-I}{V} \quad \text{mpp noktasının sağına} \quad (2.13)$$



Şekil 2.14. Artan iletkenlik algoritması akış şeması (Eltawil ve Zhao 2013)

Artan iletkenlik metodu MPP noktasına ulaşmakta P&O algoritmasına göre daha başarılıdır ve hızlı değişen ortam koşullarında daha doğru çalışır ve MPPT verimliliği açısından P&O metodundan daha verimlidir (Hohm ve Ropp 2000). Fakat işlem maliyeti P&O ile karşılaştırıldığında daha yüksektir.

2.5.3. Açık devre gerilim metodu

Güneş panellerinin açık devre gerilimleri (V_{oc}) ile MPP noktasındaki gerilimin (V_{mpp}) yaklaşık değeri arasında matematiksel bir ilişki vardır. Bu ilişki denklem (2.14)'te verilmiştir. Denklemden verilen k katsayısı pek çok çalışmadan elde edilen sonuçlar ışığında 0.71 ile 0.84 arasında kullanılan panele göre değişen bir katsayıdır (Motahhir vd. 2020). Açık devre gerilim metodu bu matematiksel ifadeyi temel alan bir MPPT yöntemidir. Açık devre gerilim metodunda panel belirli süre aralıkları ile sistemden kopararak açık devre gerilimi ölçülür. Ölçülen değer, önceden sisteme tanımlanmış k katsayısı ile çarpılarak yaklaşık MPP noktası gerilimi bulunur ve panel sisteme tekrar bağlanır. Açık devre gerilim metodunun algoritma şeması Şekil 2.15'te verilmiştir.

$$V_{mpp} \approx V_{oc} * k \quad (2.14)$$



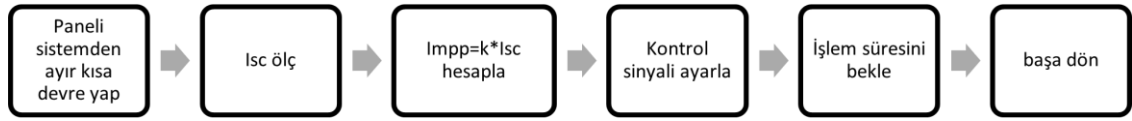
Şekil 2.15. Açık devre gerilim metodu algoritması

Açık devre gerilim metodunun diğer MPPT algoritmalarına göre avantajları hızlı çalışması ve düşük işlem yükünün olmasıdır. Fakat bulunan MPP noktası gerçek MPP noktası değil yaklaşık bir değerdir (Esram ve Chapman 2007). Ayrıca çalışan bir sistemden panelin açık devre geriliminin ölçülmesi için açık devre yapılması güvenlik problemlerine de yol açabilmektedir.

2.5.4. Kısa devre akım metodu

Güneş panellerinin kısa devre akımları ile (I_{sc}) MPP noktasındaki akımın (I_{mpp}) yaklaşık değeri arasındaki matematiksel ilişki kullanılan kısa devre akım metodu, açık devre gerilim metodu ile aynı prensibe sahiptir (Esram ve Chapman 2007). Bu yöntemde de maksimum güç noktasındaki akım ile kısa devre akımı arasındaki ilişki bir k katsayısı üzerinden denklem (2.15)'teki gibi ifade edilir. Bu denklemde k katsayısı pek çok panel için 0.78 ile 0.92 arasında alınan bir değerdir (Esram ve Chapman 2007; Motahhir vd. 2020). Bu yöntem ile MPPT yapılması için panel çalışma sırasında belirli aralıklarla kısa devre edilerek kısa devre akımı (I_{sc}) bulunur. Bulunan kısa devre akımı, daha önceden belirlenmiş ve sisteme dahil edilmiş k katsayısı ile çarpılarak yaklaşık MPP noktası akımı bulunur. Bu yöntemde bulunan MPP noktası da tıpkı açık devre gerilim metodunda olduğu gibi gerçek MPP noktası değil yaklaşık MPP noktasıdır. Algoritma akış şeması Şekil 2.16'da verilmiştir.

$$I_{mpp} \approx I_{sc} * k \quad (2.15)$$



Şekil 2.16. Kısa devre akım metodu akış şeması

2.5.5. MPPT algoritmalarının karşılaştırması

MPPT algoritmalarının çeşitli özellikleri bakımından birbirlerine karşı avantajları ve dezavantajları vardır. Çizelge 2.1’de (Esrām ve Chapman 2007; Podder vd. 2019; Reisi vd. 2013) ‘den uyarlanarak, bu çalışmada anlatılan P&O, INC, SCC ve OCV metotlarının karşılaştırması verilmiştir. Kullanılan ölçütler panele bağımlılık, kontrol metodu (A/D), kullanım kolaylığı, ölçüm parametresi ve verimliliklerdir. Panele bağımlılık, algoritmanın çalışması için, bağlanan panele özel bir değişkenin gerekip gerekmediğini ifade eder. Kontrol metodu ise analog veya dijital kontrolden hangisine ihtiyaç duyulabileceğini ifade eder. Karmaşıklık, metodun pratikte uygulamasının kolay olup olmadığını gösterir. Verim ise algoritmanın genel performansı hakkında fikir verir.

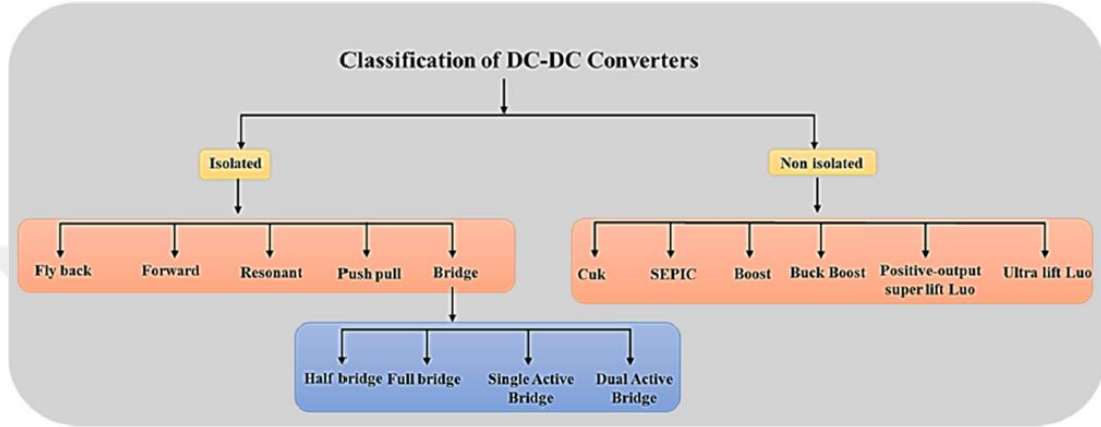
Çizelge 2.1. MPPT yöntemlerinin karşılaştırması (Esrām ve Chapman 2007; Podder vd. 2019; Reisi vd. 2013)

YÖNTEM	PANELE BAĞIMLILIK	A/D ?	KARMAŞIK?	ÖLÇÜLEN DEĞER	VERİM
SCC	EVET	A+D	ORTA	I	%89
OCV	EVET	A+D	DÜŞÜK	V	%86
P&O	HAYIR	A+D	DÜŞÜK	V,I	%98
INC	HAYIR	D	ORTA	V,I	%97

2.6. MPPT İçin Kullanılan DC-DC Dönüştürücüler

DC-DC dönüştürücüler, giriş ve çıkış gerilimleri doğru akım (DC) formunda olan ve çıkışında, giriş geriliminden yüksek veya düşük gerilim üretebilen güç elektroniği devreleridir (Hart 2011). Verimleri %70 ile %95 arasındadır (Erickson 2007). MPPT devrelerinde çok sayıda ve çeşitte dc-dc dönüştürücü kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler temelde izoleli (isolated) ve izolesiz (non-isolated) dönüştürücüler olarak sınıflandırılır (Raghavendra vd. 2019). İzoleli dönüştürücüler flyback, forward, resonant, push-pull ve bridge dönüştürücülerdir. İzolesiz dönüştürücüler ise buck, boost,

buck-boost, sepic, cuk dönüştürücülerdir. İzoleli dönüştürücüler transformatör barındıran ve yüksek dönüşüm oranının gerektirdiği alanlarda kullanılan dönüştürücülerdir, tasarımları görece zordur. Transformatör aynı zamanda yüksek gerilimli uygulamalarda giriş ile çıkış arasında izolasyon görevi görerek koruma da sağlamaktadır (Raghavendra vd. 2019). İzolesiz dönüştürücülerde ise izolasyon elemanı bulunmamaktadır, tasarımı izoleli dönüştürücülere göre daha basittir, düşük güç uygulamalarında kullanılır. Şekil 2.17’de PV sistemlerde MPPT için kullanılan DC-DC dönüştürücülerin sınıflandırılması verilmiştir.

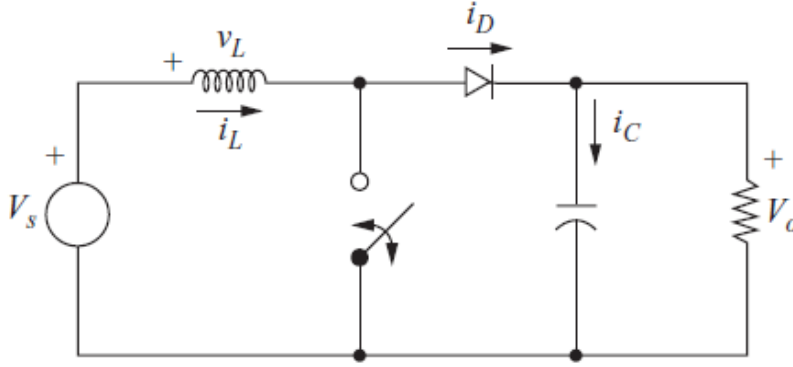


Şekil 2.17. MPPT uygulamalarında kullanılan dönüştürücülerin sınıflandırılması (Raghavendra vd. 2019)

Verilen dönüştürücüler arasında MPPT sistemlerinde en çok kullanılan DC-DC dönüştürücülerden biri boost dönüştürücüdür. Bunun sebepleri boost dönüştürücülerin gerilim yükseltebilme özellikleri sayesinde düşük panel gerilimlerini yükseltebilmesi ve devre girişindeki bobinin akım kaynağı gibi davranması, bunun sonucunda panelden çektiği akımın dalgalanmasının düşük olmasıdır (Ikawanty vd. 2019). Bununla birlikte, PV sistemlerde boost dönüştürücü, yine kendisi kadar çok kullanılan buck ve buck-boost dönüştürücülerden verimlilik açısından daha avantajlıdır (Glasner ve Appelbaum 1996; Graditi vd. 2010; Satapathy vd. 2018). Sonraki bölümde bu çalışmada kullanılacak olan interleaved boost dönüştürücü ve onun temeli olan boost dönüştürücü incelenecektir.

2.6.1. Boost dönüştürücü

Boost dönüştürücü çıkış gerilimi giriş geriliminden yüksek olan dönüştürücüdür. MPPT için en çok kullanılan devre yapılarından biridir. En büyük avantajı, düşük panel gerilimlerinin yükseltilmesini sağlayabilmesidir. Boost dönüştürücünün devre elemanları bir adet bobin, bir adet diyot, bir adet anahtarlama elemanı (mosfet, bjt vb.) bir adet kondansatördür. Boost dönüştürücü devre şeması Şekil 2.18’de verilmiştir.

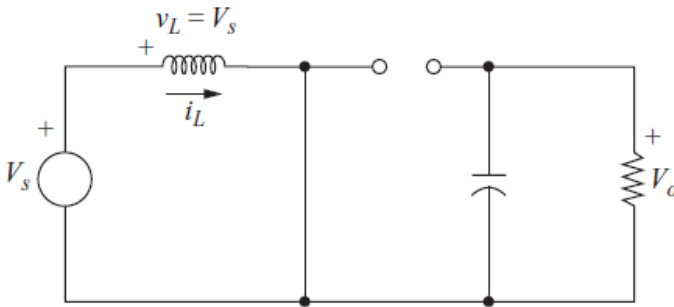


Şekil 2.18. Boost dönüştürücü devre şeması (Hart 2011)

Boost dönüştürücünün incelenebilmesi için yapılan bazı ön kabuller bulunmaktadır. Bunlar:

- Dönüştürücü kalıcı durumda çalışmaktadır.
- Bobin sürekli akım modunda çalışmaktadır.
- Çıkış kondansatörü, çıkıştaki gerilimi sabit tutabilecek kadar büyüktür.
- T anahtarlama periyodunun süresini, DT anahtarın iletim süresini, (1-D)T ise anahtarın kesim süresini ifade eder.
- Tüm devre elemanları idealdir.

Dönüştürücünün anahtarı iletimde iken kaynağa bağlı bobin şarj olmaya başlar. Bu esnada diyot ters polarlıdır ve kondansatörde biriken gerilim yük üzerinden deşarj olur. Anahtarın iletimde olduğu durumdaki devre şekli Şekil 2.19’da verilmiştir.



Şekil 2.19. Boost dönüştürücü devresi anahtarı iletim durumu (Hart 2011)

Dönüştürücü anahtarı iletimde iken bobin üzerine düşen gerilim kaynak gerilimine eşittir ve bobin akımı lineer şekilde artmaktadır. Kaynak gerilimi V_s , bobin akımı i_L ve bobin gerilimi V_L olmak üzere (2.16) bağıntısı yazılabilir.

$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \text{ veya } \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (2.16)$$

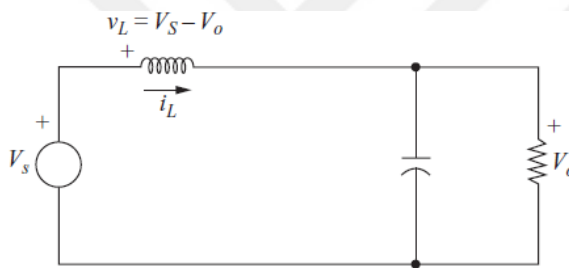
Anahtar iletimde iken bobin akımı lineer artış göstereceğinden (2.16) bağıntısındaki dt ifadesi yerine, anahtarın iletimi boyunca geçen süre olarak kabul edilen DT yazılırsa (2.17) bağıntısı elde edilir.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S}{L} \quad (2.17)$$

Denklem (2.17) bağıntısı, Δi_L için çözülürse (2.18) bağıntısı elde edilir.

$$(\Delta i_L)_{iletim} = \frac{V_S DT}{L} \quad (2.18)$$

Dönüştürücü anahtarı kesimde iken bobin akımı diyot üzerinden yüke doğru akar ve bu şekilde bobin deşarj olmaya başlar. Anahtarın kesimde olduğu durumdaki devre şekli Şekil 2.20’de verilmiştir. Anahtar kesimde iken bobin üzerindeki gerilimin, kaynak (V_S) ve çıkış gerilimi (V_O) cinsinden ifadesi (2.19) bağıntısında verilmiştir.

$$V_L = V_S - V_O = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.19)$$


Şekil 2.20. Boost dönüştürücü devresi anahtarı kesim durumu (Hart 2011)

Anahtar kesimde iken bobin akımı lineer olarak azalacaktır (Şekil 2.21). Bu durumda (2.16) denkleminde bobin akımının değişim süresi dt yerine kesim süresi zamanı kabul edilen $(1-D)T$ yazılabilir. Bu durumda denklem (2.16) tekrar düzenlenerek (2.20) bağıntısı şeklinde yazılabilir.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_S - V_O}{L} \quad (2.20)$$

Denklem (2.20), Δi_L için çözülürse (2.21) bağıntısı elde edilir.

$$(\Delta i_L)_{kesim} = \frac{(V_S - V_O)(1-D)T}{L} \quad (2.21)$$

Sürekli durumda çalışma için bobin akımının bir periyottaki ortalama akımı sıfır olacağından (2.18) ve (2.21) bağıntılarının toplamı sıfıra eşittir. Bu eşitliği ifade eden denklem (2.22) bağıntısında verilmiştir. Ayrıca (2.22) bağıntısında verilen denklem çıkış gerilimi (V_O) için çözülerek (2.23) bağıntısında verilmiştir.

$$(\Delta i_L)_{kesim} + (\Delta i_L)_{iletim} = 0 \quad (2.22)$$

$$V_O = \frac{V_S}{(1 - D)} \quad (2.23)$$

Denklem (2.23), boost dönüştürücünün çıkış gerilimi formülüdür. Formüldeki D, anahtarın çalışma oranını (duty cycle) ifade eder. Anahtarın iletim süresine T_{ON} toplam periyoduna da T denecek olursa, D yi tanımlayan formül (2.24) denkleminde verilen şekilde yazılır.

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (2.24)$$

Boost dönüştürücünün ortalama bobin akımı I_L , (2.25) bağıntısı ile ifade edilir. Ortalama bobin akımının sahip olacağı dalgalanmanın alt ve üst limitleri I_{MAX} ve I_{MIN} formülleri de (2.26) ve (2.27) bağıntılarında verilmiştir. Boost dönüştürücü bobin akımı dalga formu Şekil 2.21’de verilmiştir.

$$I_L = \frac{V_S}{(1 - D)^2 R} \quad (2.25)$$

$$I_{MAX} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S}{(1 - D)^2 R} + \frac{V_S D T}{2L} \quad (2.26)$$

$$I_{MIN} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S}{(1 - D)^2 R} - \frac{V_S D T}{2L} \quad (2.27)$$

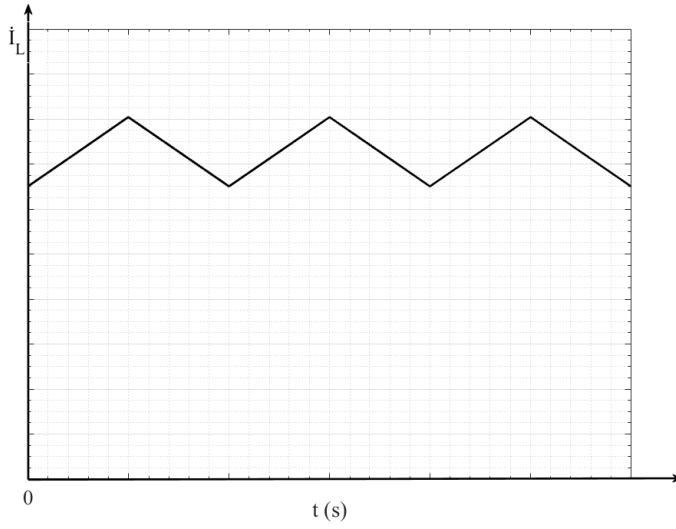
Tasarımlarda formül (2.28) kullanılarak Δi_L cinsinden bobin değeri bulunabilir.

$$L = \frac{V_S D}{\Delta i_L f} \quad (2.28)$$

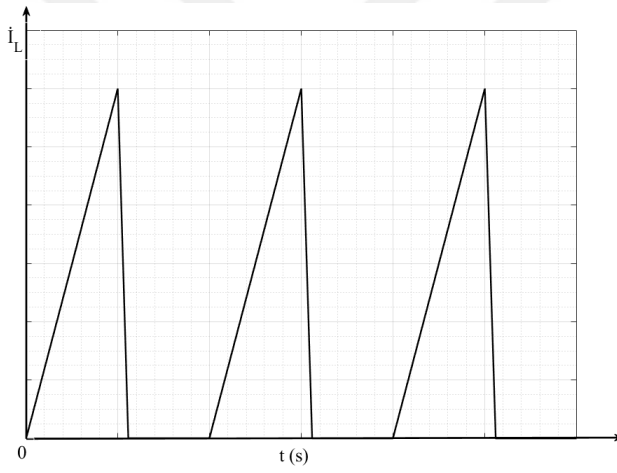
Çıkış kondansatörü ise formül (2.29) ile bulunabilir. Formüldeki $\Delta V_O/V_O$ ifadesi çıkış gerilim dalgalanmasını ifade etmektedir.

$$C = \frac{D}{R(\Delta V_O/V_O)f} \quad (2.29)$$

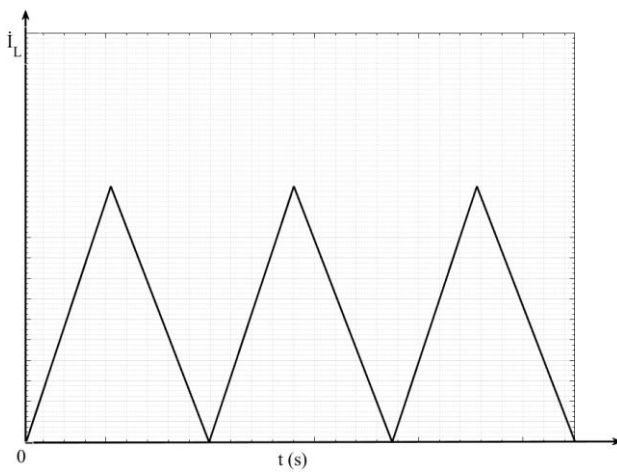
Şekil 2.21’de verilen bobin akımı, sürekli akım (continuous current) modunda çalışan boost dönüştürücünün akım formudur. Şekil incelenirse, bobin akımının minimum değeri sıfıra ulaşmamaktadır. Bobin akımının minimum değerinin sıfır olduğu tasarımlar da mevcuttur. Bunlar süreksiz akım (discontinuous) modunda çalışan ve kritik akım (critical current) modunda çalışan tasarımlardır. Süreksiz akım modunda çalışan devrenin bobin minimum akımı anahtarın kesim süresi bitmeden sıfıra ulaşır ve yeni periyot başlangıcına kadar geçen süre boyunca sıfır kalır. Kritik akım modunda çalışmada ise bobin akımının minimum değeri sadece periyodun bitiş anında sıfırdır. Süreksiz ve kritik akım modunda çalışan boost dönüştürücüler için bobin akım şekilleri sırayla Şekil 2.22 ve Şekil 2.23’te verilmiştir.



Şekil 2.21. Boost dönüştürücü bobin akımı dalga formu (sürekli)



Şekil 2.22. Boost dönüştürücü bobin akımı dalga formu (sürekli)

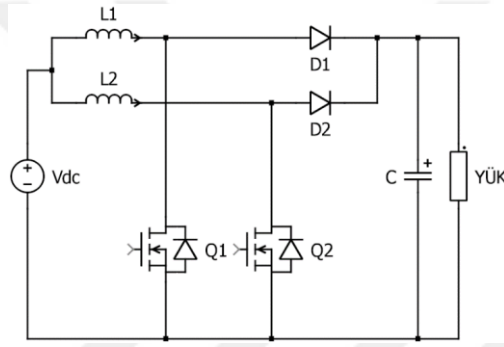


Şekil 2.23. Boost dönüştürücü bobin akımı dalga formu (kritik)

Tüm avantajlarına rağmen, çalışma gücünün artması veya yüksek dönüşüm oranlarına ihtiyaç duyulması durumlarında boost dönüştürücülerin tasarımı zorlaştırmakta ayrıca yüksek güçlerin taşınabilmesi için gerekli tasarımların maliyeti de artırmaktadır. Bununla beraber yüksek güçlerde çalışan PV sistemlerde klasik boost dönüştürücüler yüksek giriş akım dalgalanmasına sebep olabilmekte, paneldeki akım dalgalanması MPPT sisteminin yanlış veya tutarsız maksimum güç noktaları bulmasına sebep olmaktadır (Ikawanty vd. 2019). Bu sorunların çözümü için interleaved boost dönüştürücüler kullanılmaktadır.

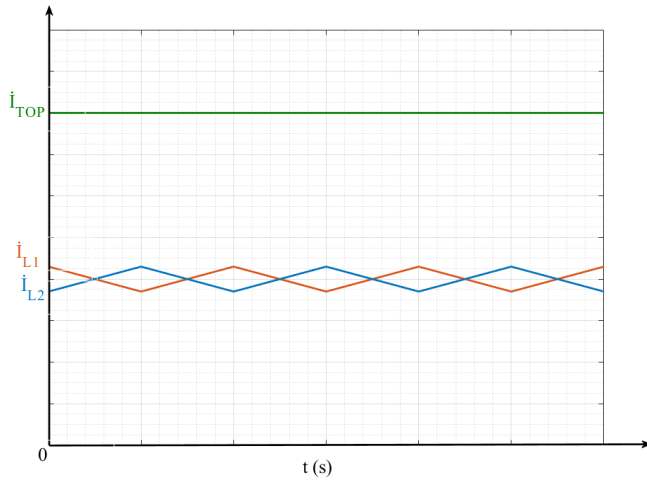
2.6.2. Interleaved boost dönüştürücüler

Interleaved boost dönüştürücüler birden çok boost dönüştürücünün paralel bağlanması ile oluşturulurlar. Şekil 2.24'te 2 katlı bir interleaved boost dönüştürücü devresi örneği verilmiştir.

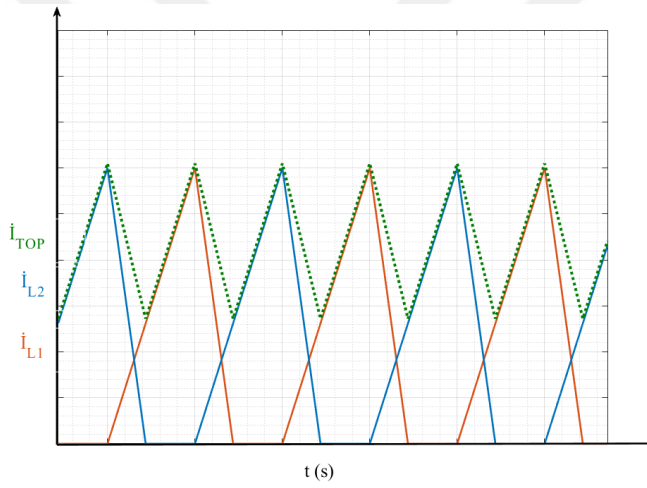


Şekil 2.24. İki katlı interleaved boost dönüştürücü devresi

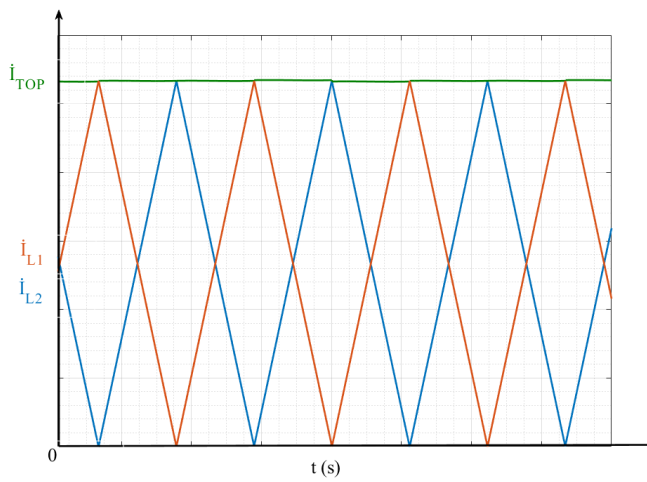
Interleaved boost dönüştürücü yapısında giriş ve çıkışlar aynı noktadadır fakat toplam güç katlar arasında bölünerek işlenir (Liccardo vd. 2007). Bu bölünmeyi sağlayan temel unsur anahtarlamalar arasındaki faz farkıdır. N katmanlı bir interleaved boost dönüştürücünün anahtarlama sinyalleri arasında $360/N$ derecelik faz farkı bulunur. Örnek verilecek olursa, Şekil 2.24'te verilen 2 katlı yapının Q_1 ve Q_2 anahtarlarına uygulanan sinyaller arasında 180 derecelik faz farkı bulunmalıdır. Faz farkı ile anahtarlama, katların kaynaktan çektikleri akımlar arasında da faz farkının oluşmasına sebep olur. Bu dönüştürücüler de sürekli, süresiz ve kritik akım modlarında çalışabilmektedir fakat uygulamalarda en sık sürekli ve kritik mod tercih edilmektedir (Hernandez vd. 2015; Venkatesan vd. 2018). 2 katlı bir interleaved boost dönüştürücü için sürekli süresiz ve kritik mod kullanımda bobin akım dalga şekilleri sırasıyla Şekil 2.25, Şekil 2.26 ve Şekil 2.27'de verilmiştir. Şekillerde $\hat{I}_{L1}$ ve $\hat{I}_{L2}$ bobin akımlarını $\hat{I}_{top}$ ise kaynaktan çekilen toplam akımı ifade etmektedir.



Şekil 2.25. İki katlı interleaved boost dönüştürücü bobin akımları (sürekli)



Şekil 2.26. İki katlı interleaved boost dönüştürücü bobin akımları (sürekli)



Şekil 2.27. İki katlı interleaved boost dönüştürücü bobin akımları (kritik)

Verilen şekiller incelendiğinde (Şekil 2.25, Şekil 2.26 ve Şekil 2.27), interleaved boost dönüştürücünün kaynaktan çektiği akımdaki dalgalanmayı azaltabildiği görülmektedir. Üç mod arasında sürekli ve kritik modlarda daha az akım dalgalanması görülmekte iken, süreksiz modda akım dalgalanması fazladır. Sürekli modda bobin akımı sürekli sıfırdan büyük olmaktadır. Bu durum anahtarlama kayıplarının da yüksek olmasına sebep olur. Bunun yanında kritik mod kullanımda, anahtarlama zamanı bobinin sıfır akım anına denk gelmektedir. Bu durum kritik mod kullanımı anahtarlama kayıpları yönünden sürekli moda göre avantajlı kılmaktadır.

2.6.3. Interleaved boost dönüştürücülerin kritik akım modunda çalışması ve anahtarlama kontrolü

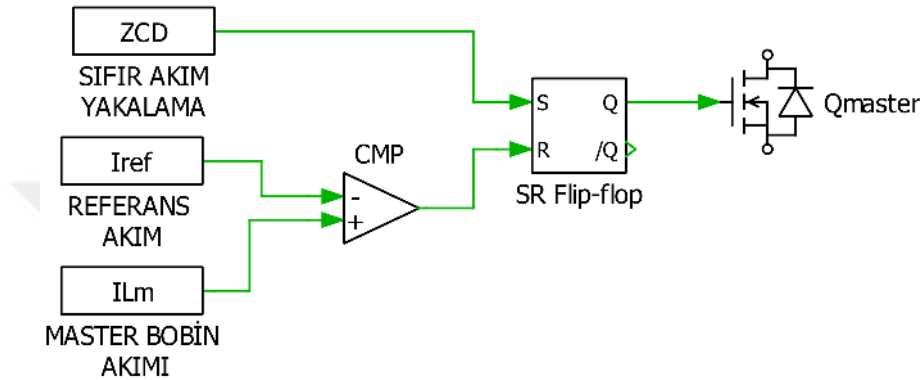
Interleaved boost dönüştürücülerin kritik akım modunda çalışmasının, sürekli akım moduna göre en büyük avantajı, sürekli akım modunda görülen yüksek anahtarlama kayıpları ve ters diyot akımı kayıplarının kritik akım modunda, anahtarlamanın sıfır akım anında gerçekleşmesi sebebiyle görülmemesidir (Huber vd. 2008). Süreksiz modda ise yüksek bobin akımları çekilmesi gerekmektedir. Bu gereklilik yüksek anahtarlama akımlarına sebep olur. Ayrıca yüksek bobin değerleri ve maksimum akım dayanımı yüksek anahtarlama elemanları devrenin maliyetini artırmaktadır. Bununla beraber süreksiz modda çalışan boost dönüştürücünün giriş çıkış gerilim formülü incelenirse çıkış gerilimini, devreye bağlanan yükün de etkilediği görülmektedir (Hart 2011). Bu unsur devrenin kontrolünü ayrıca zorlaştırmaktadır. Kritik akım modunda ise süreksiz moda nazaran daha az bobin tepe akımı çekilmektedir. Süreksiz moda göre daha az tepe akımı çekiliyor olsa da, ortalama akımın iki katı kadar tepe akımı olması, kritik modun en büyük dezavantajlarından biridir (Huber vd. 2008). PFC (power factor correction) devreleri, kritik akım modunda çalışan interleaved boost dönüştürücülerin kullanım örneklerinden biri olarak verilebilir (Huber vd. 2008; Huber vd. 2009).

Interleaved boost dönüştürücülerin kritik akımda anahtarlama yapabilmesi için her katın birbiri arasında doğru faz açısı ile senkron bir şekilde anahtarlama yapılması gerekmektedir. Interleaved boost dönüştürücülerin kritik modda çalışması için oluşturulmuş pek çok analog ve dijital kontrol yöntemi bulunmaktadır (Huber vd. 2008; Huber vd. 2009; Noruzi vd. 2020; Ryan vd. 2017; Ryan vd. 2019; Xu vd. 2009). Bu yöntemler arasında open loop kontrol ve closed loop kontrol en bilinenlerdendir (Huber vd. 2008; Xu vd. 2009). İki yöntemde de katlar arasında master-slave ilişkisi kurularak anahtarlama sinyalleri oluşturulur ve katlar arası faz farkı sağlanır (Huber vd. 2008). Master katı kendi anahtarlama devresine sahiptir ve diğer katlardan bağımsız olarak kritik akım modunda çalışır (Huber vd. 2008). Slave katlar ise master katın anahtarlama zamanı ile senkron çalışır ve gerekli faz açısını sağlayarak master katla senkron çalışır. Open loop kontrol yönteminde faz açısının oluşması için, slave devrelerine tanımlanmış bir bekleme süresi vardır (T_d), her slave devresi, master anahtarının açılma anı (turn off instant) veya kapama anı (turn on instant) algılar ve kendisine tanımlı bekleme süresi dolduğunda anahtarlama zamanı başlatır (Huber vd. 2008). Closed loop kontrol metodunda ise slave devreleri, master devresi ile kendi aralarındaki faz farkını (phase difference) sürekli ölçer ve doğru faz farkı oluşana kadar faz ayarlaması yapar. Yapılan faz ayarlaması faz hatası (phase error) hesaplanarak

denetlenir(Huber vd. 2009). Sonraki bölümde, bu çalışmada kullanılacak olan open loop kontrol metodu incelenecektir.

2.6.4. Open loop kontrol metodu

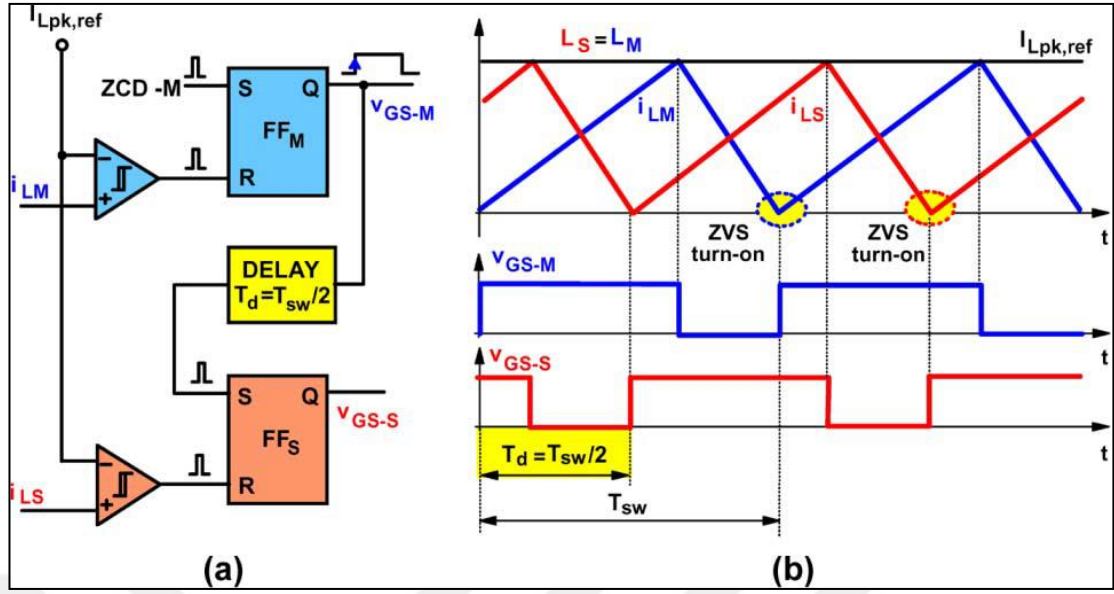
Open loop kontrol metodunun sağlanması için master devresinin anahtarlama periyodunun okunması gereklidir. Master devresi yukarıda ifade edildiği gibi kendi anahtarlama mekanizmasına sahiptir ve bu sayede diğer katlardan bağımsız anahtarlama yapabilir. Bu anahtarlamanın sağlanması için gerekli temel devre mekanizması Şekil 2.28’de verilmiştir.



Şekil 2.28. Master katı anahtarlama sinyali oluşturma devresi

Master bobinin anahtarlama için bir sr flip flobu kullanılır. Set koşulu bobinin akımının sıfır olması, reset koşulu ise bobin akımının referans akıma ulaşmış olmasıdır. Open loop kontrol metodunda her slave katın, master katın sahip olduğu gibi sr flip flobu vardır. Master anahtarının periyodu okunur ve her slave katın bekleme süresi hesaplanır. Bekleme süresinin başlangıcı, master anahtarının turn-on anı veya turn off anı olarak seçilebilir (Huber vd. 2008). Bekleme süresi master devresinin anahtarlama periyodunun dönüştürücüdeki kat sayısına bölünmesi ile bulunur. Örnek verilecek olursa, 2 katlı bir interleaved boost dönüştürücü için, master anahtarlama periyodu 100uS ise, slave anahtarı, master anahtarının turn-on anından itibaren 50 uS bekler ve slave flip flobu set durumuna geçer. Bekleme süresi slave sr flip flobu set edilir ve slave anahtarlama başlar. Slave bobini maksimum akıma ulaştığında ise sr flip flobu reset edilir ve slave anahtarı kesime gider.

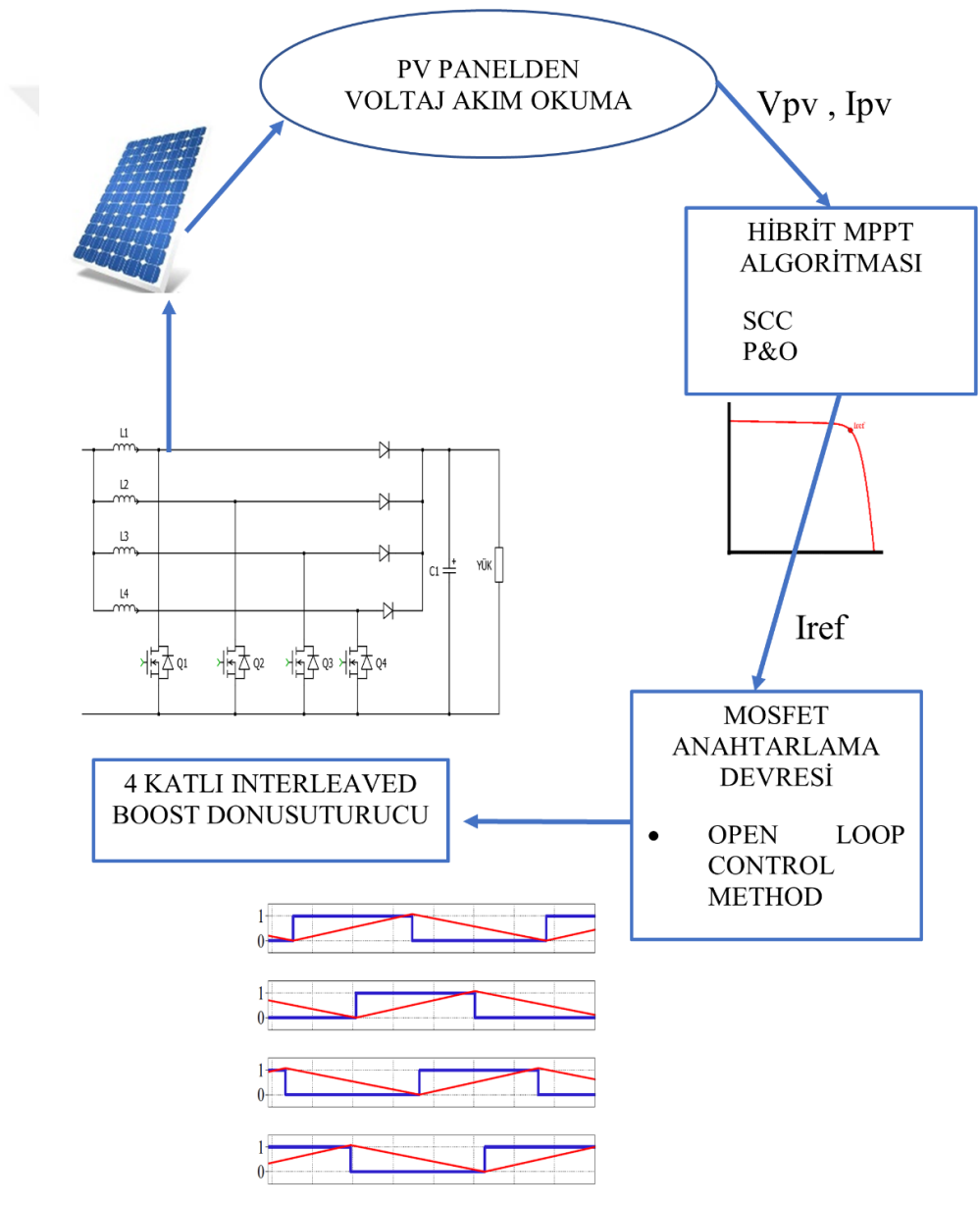
Şekil 2.29’da open loop kontrolün 2 katlı bir interleaved dönüştürücü yapısı için, master anahtarının turn-on anı referans alınarak oluşturulmuş bir anahtarlamanın çalışma prensibi verilmiştir (Huber vd. 2008). Verilen görselde mavi renkli dalga şekilleri ve flip-flop yapısı master devresine, turuncu renkli dalga şekilleri ve flip-flop ise slave devresine aittir. Şekilde görüldüğü üzere, slave anahtarı, master anahtarının iletme başladığı andan itibaren, master anahtarının periyodunun yarısı kadar bekleyerek iletme geçmektedir. Bu bekleme süresi sayesinde, 2 katlı dönüştürücü için gerekli faz farkı olan 180° elde edilebilmiştir.



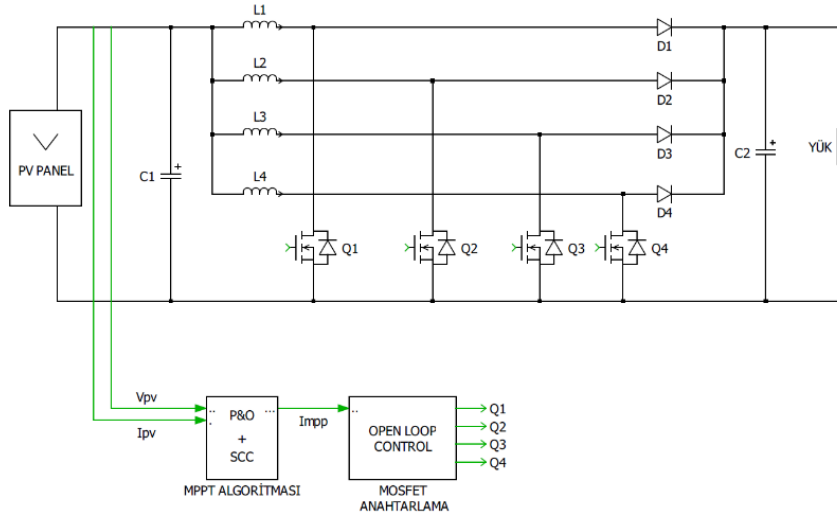
Şekil 2.29. Open loop kontrol çalışma prensibi (Huber vd. 2008)

3. MATERYAL VE METOT

Çalışmanın 4 temel unsuru bulunmaktadır. Bunlar PV panel, interleaved boost dönüştürücü, MPPT algoritması ve mosfet kontrol metodudur. Interleaved dönüştürücü, MPPT algoritması ile maksimum güç noktasını algılar ve mosfet kontrol metodu ile anahtarlama sinyalini ayarlayarak PV panele MPPT işlemi yapar. Bu ilişkiyi açıklayan sistemin işleyiş diyagramı Şekil 3.1’de, çalışmanın genel devre yapısı ise Şekil 3.2’de verilmiştir. Tasarımı yapılan sistemin simülasyonu ve gerçekleştirilmesi yapılmış, tüm sistem tamamlandıktan sonra test aşamasına geçilmiştir. Bölüm içerisinde MPPT devresinin tasarımı, simülasyonu ve gerçekleştirilmesi detaylıca anlatılmış, tamamlanan sistemin panele bağlanması ve simülasyon ile gerçekleştirilen devre üzerinde yapılan testlerin aşamaları da bölüm sonunda anlatılmıştır.



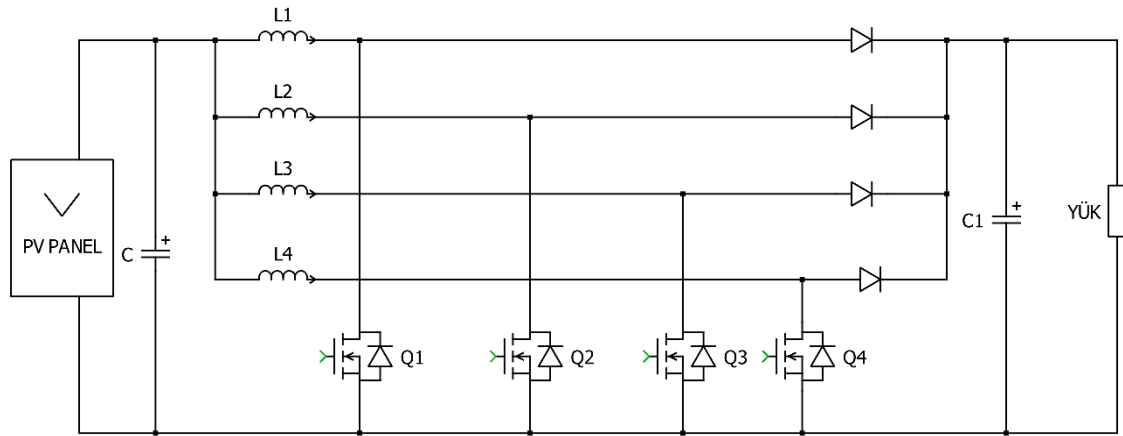
Şekil 3.1. Çalışmanın genel işleyiş diyagramı



Şekil 3.2. Tüm sistem eşdeğer devre şeması

3.1. Interleaved boost dönüştürücünün tasarımı

Çalışmada kullanılacak olan dc-dc dönüştürücü, 4 katlı interleaved boost dönüştürücüdür. Devre şeması Şekil 3.3'te verilen 4 katlı dönüştürücünün devre elemanlarının seçimi için, çalışmada kullanılan 30W MPP gücüne sahip güneş panelinin akım ve gerilim değerlerinden faydalanılmıştır.



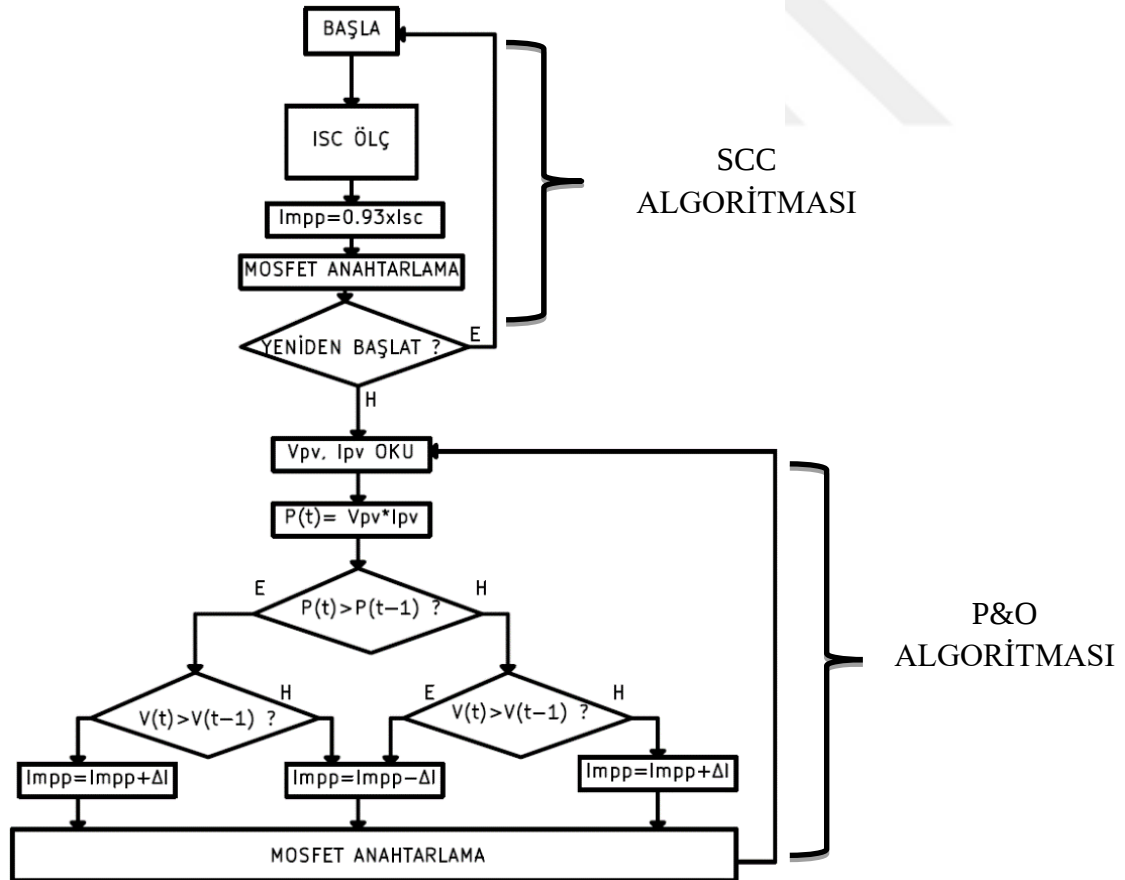
Şekil 3.3. 4 katlı interleaved boost dönüştürücü

Çalışmada kullanılan panelin maksimum güç noktasındaki akımı 1.90A ve gerilimi 16V tur. Bu durumda her katın panelden çekeceği ortalama akım 0.475A, maksimum akım ise 0.95A olacaktır. Anahtarlama frekansı her kat için 10kHz ve duty cycle (D) 0.5 seçilmiştir. Kaynak gerilimi ise MPP anında çalışma için 16V olmaktadır. Bu değerler denklem (2.28) bağıntısında yazıldığında, her kat için bobin değeri 0.842mH çıkmaktadır. Bobin, bir üst değeri olan 1mH seçilmiştir. Giriş kondansatörü 100uF seçilmiştir. Bu kondansatörün amacı PV panel gerilimini depo etmektir. Çıkış kondansatörü ise formül (2.29) bağıntısında R için 8.4Ω (R_{MPP}) ve gerilim

dalgılanmasının %1 olarak seçilmesi ile 593uF bulunmuş, bu değerden büyük olan 1000uF seçilmiştir. Mosfet ve diyotların seçim parametreleri, kondansatörlerin dayanım gerilimleri ile bobinlerin tasarımları simülasyon ve gerçekleştirme aşamalarında anlatılmıştır.

3.2. MPPT Algoritmasının Tasarımı

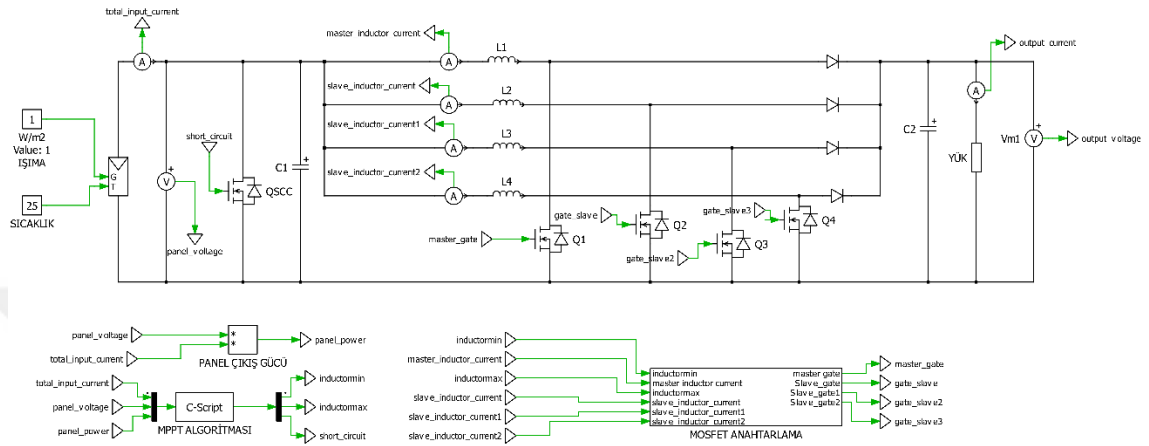
Çalışmada kullanılan MPPT algoritması, SCC ile P&O algoritmalarının kullanıldığı hibrit bir algoritmadır. Sistem başladığı ilk anda panel kısa devre edilerek kısa devre akımı okunur. Okunan kısa devre akımı, bu çalışmada belirlenen 0.93 katsayısı ile çarpılır ve başlangıç MPP akımı bulunur. Bulunan bu değer mosfet anahtarlama algoritması olan open loop kontrol metoduna ilk değer olarak verilir. Bu sayede sistem yaklaşık MPP noktasından çalışmaya başlar. Bu aşamadan sonra panel uçları tekrar dönüştürücüye bağlanır ve P&O metoduna geçilir, bu aşamadan itibaren sistem yeniden başlatılana kadar bir daha SCC metoduna geçiş yapılmaz, yani panel uçları kısa devre edilmez, panel sisteme sürekli bağlı kalır. P&O metodu başladığında sistem MPP noktasına yakın bir bölgede çalışıyor olduğundan, kısa bir sürede gerçek MPP noktasına ulaşılır. Tasarlanan hibrit MPPT algoritması sayesinde SCC metodunun hızlı başlama avantajı ile P&O metodunun doğru MPP bulma ve dinamik MPP takibi özellikleri birleştirilmiş olur. Tasarlanan hibrit MPPT algoritmasının akış şeması Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4. Çalışmada kullanılan MPPT algoritması

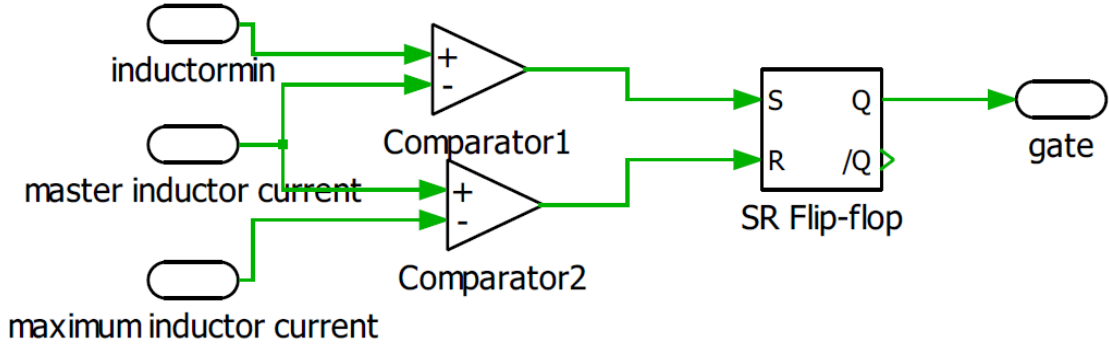
3.3. Simülasyon

Simülasyon için PLECS programı kullanılmıştır. Programda PV panel, 4 katlı interleaved boost dönüştürücü ile kritik modda kontrol mekanizması ve MPPT algoritması modellenmiştir. Çalışmanın PLECS ile modellenmiş görseli Şekil 3.5'te verilmiştir.

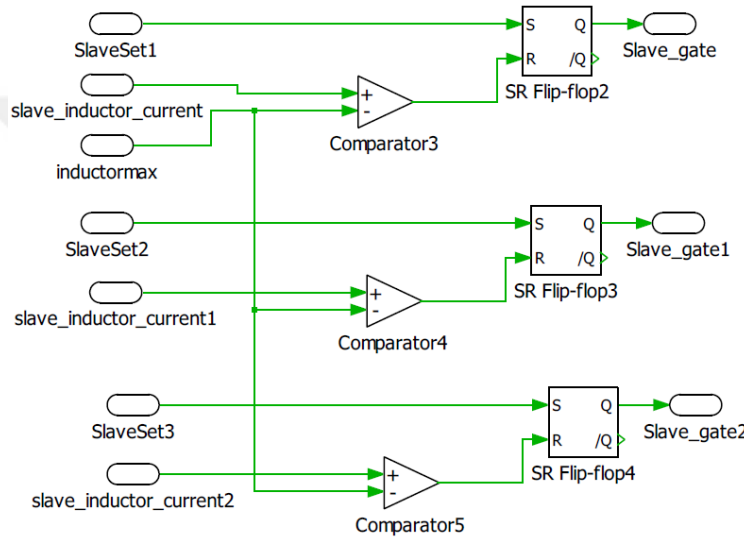


Şekil 3.5. Çalışmanın PLECS simülasyonu

Simülasyonda modellenen PV panel, çalışmada kullanılan 30W lık PV paneldir. Panelin parametreleri PLECS'e tanımlanarak gerçek panelin modellenmesi yapılabilmektedir. Panelin 2 adet giriş parametresi vardır bunlar sıcaklık ve ışımadır. Panel çıkışındaki anahtar SCC algoritmasının gerektirdiği, panelin kısa devre akımını okumak için bulunmaktadır. C1 kondansatörü, Bölüm 3.1'de seçimi yapılan panel girişine bağlı kondansatördür. 4 katlı interleaved boost dönüştürücünün bobinleri L1... L4 değerleri 1mH olarak Bölüm 3.1'de seçilmiştir. Yine interleaved dönüştürücünün anahtarlama elemanları olan Q1...Q4 mosfetleri ile D1...D4 diyotları simülasyonda ideal elemanlar olarak seçilmiştir. C2 kondansatörü de Bölüm 3.1'de hesaplanan 1000uF lık çıkış kondansatörüdür. Bölüm 3.2'de anlatımı yapılan hibrit MPPT algoritması simülasyonda C kodları ile yazılan C-Script bloğunun içine kodlanmıştır. Bölüm 2.6.4'te anlatılan open loop kontrol ise mosfet anahtarlama bloğunun içinde modellenmiştir. Simülasyonda L1, Q1 ve D1 ile oluşturulmuş boost katına master, diğer katlara ise slave katlar adı verilmiştir. Şekil 3.6'da master katın ve Şekil 3.7'de slave katların anahtarlama için PLECS'te oluşturulmuş modeller görülmektedir.



Şekil 3.6. Master kat anahtarlama için oluşturulan PLECS modeli



Şekil 3.7. Slave katların anahtarlama için oluşturulan PLECS modeli

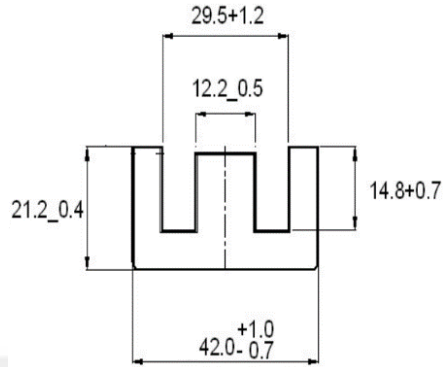
3.4. Güç Katının Gerçeklenmesi

Önceki aşamalarda, çalışmada kullanılan MPP devresinin tasarımı yapılarak elemanlarının değerleri belirlenmiş, MPPT algoritmasının tasarımı yapılmış ve simülasyonda tüm sistem birleştirilerek modellenmesi tamamlanmıştı. Bu bölümde ise modellenmesi tamamlanan devre, gerçek devre elemanları ile devre kartına kurulacaktır. Gerçekleme için 2 ayrı devre kartı tasarlanmıştır bunlardan birincisi güç devresidir ve interleaved boost dönüştürücü devre elemanlarını barındırmaktadır. İkincisi ise kontrol devresidir ve güç devresinin kritik akım modunda çalışmasını ve MPPT algoritmasının çalıştırılması için gerekli mikrodenetleyicileri ve entegreleri barındırmaktadır. Bölüm içerisinde, önceki bölümlerde anlatılan tüm sistem işleyişinin hangi devre elemanlarıyla gerçekleştirildiği, kullanılan elemanların özellikleri ile anlatılacaktır.

3.4.1. Bobin tasarımı

Tasarım aşamasında interleaved boost dönüştürücüde her kat için seçilen bobinlerin değeri 1mH, çalışma frekansı 10kHz ve üzerinden geçecek olan maksimum

akım 0.95A olarak hesaplanmıştı. Hesaplanan bobinin maliyet ve kolay temin edilebilirlik açısından avantajlı olan E tipi nüvelere sarılması uygun görülmüştür. Bu çalışmada kullanılacak bobinler, CF139 materyalinden üretilmiş EE4220 tipi nüvelere sarılmıştır. Seçilen nüvenin boyutları Şekil 3.8’de ve manyetik özellikleri Çizelge 3.1’de verilmiştir.



Şekil 3.8. Çalışmada kullanılan nüve boyutları

Çizelge 3.1. EE4220 nüve özellikleri(boşluksuz)

Nüve Özelliği	Değeri
Göreceli geçirgenlik (μ_i)	2100 $\pm$ 20%
Endüktans Faktörü (A_L)	4100 +30%/-20% nH
Etkin Uzunluk (L_e)	97.0mm
Etkin Alan (A_{Min})	229.0mm ²
Etkin Hacim (V_e)	23300mm ³
Akı Yoğunluğu (B) sat.	0.4 T

Bobin tasarımında kullanılacak nüve seçildikten sonra sarım sayısı bilinmesi gereklidir. Sarım sayısını etkileyen faktörler bobin değeri, seçilen nüvenin endüktans faktörü (A_L), nüvedeki boşluk miktarı ve bobinden geçecek akım miktarıdır. Denklem (3.1) ile nüvenin endüktans faktörü (A_L) ve bobin değeri (L) kullanılarak sarım sayısı (N) bulunabilir. Denklem (3.2)’de ise sarım sayısı (N) ve kullanılan nüve özellikleri cinsinden bobinin saturasyona uğrayacağı maksimum akımın formülü verilmiştir. (3.2)’de verilen denklemde B manyetik akı yoğunluğu (Tesla), A_c kesit alanı (mm²) ve R ise manyetik geçirgenliktir (A.t/Wb). Ayrıca R ile A_L arasında $R=1/A_L$ ilişkisi bulunur.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (3.1)$$

$$i = \frac{B \cdot A \cdot R}{N} \quad (3.2)$$

Bu çalışmada $L=1\text{mH}$ 'lık 4 adet bobinin tasarımı için nüvelerin orta bacaklarına 1mm hava boşluğu açılmış, uygun karkas seçilerek 70 sarım el ile sarılmıştır. Sarım sayısının, nüvedeki hava boşluğunun da etkisini içeren detaylı hesaplaması EK-1'de verilmiştir. Sarım sayısı bulunduktan sonra $B=0.4\text{T}$ ve EK-1'de hesaplanan A ve R değerleri formül (3.2)'de yerine koyulduğunda 4.977A saturasyon akımı çıkmaktadır. Bu değer çalışmadaki maksimum bobin akımı olan 0.95A' den büyük olduğu için tasarlanan bobinler çalışmada kullanıma uygundur.

3.4.2. MOSFET ve diyot seçimi

Çalışmada kullanılan 4 katlı interleaved boost dönüştürücünün her katının maksimum bobin akımı 0.95A dir. Kritik akım modunda mosfetin iletim süresince üzerinden geçecek maksimum akım, bobinin maksimum akımına eşit olacaktır (Şekil 2.23). Benzer şekilde, diyot üzerinden geçecek akım da bobinin üzerinden akacak maksimum akım kadar olacaktır. Bu çalışmada mosfet ve diyot seçimi için akım dayanımı her bobinin maksimum akımı olan 0.95A kullanılmıştır. Çalışmada seçilen diyot STTH1602 model ultrafast diyottur. Diyodun maksimum ortalama akım dayanımı ve maksimum anlık akım dayanımları incelendiğinde bu çalışmada uygun olduğu görülmüştür. Ayrıca STTH1602 diyot tek paket içerisinde iki diyot birden barındırdığı için 2 adet alınması yeterlidir. Bu durum devre elemanında azalma sağladığı için devre kartı boyutunun da düşürülmesini sağlamıştır. Çalışmada kullanılan mosfet ise İRL540 model mosfetdir. Mosfetin maksimum gerilim dayanımı ve maksimum akım dayanımı incelendiğinde, çalışmada kullanılmasının uygun olduğu görülmüştür. Bununla birlikte, İRL540 5V ile anahtarlama yapabilme özelliğine sahiptir (logic level). Bu sayede fazladan sürücü devresine gerek duymadan anahtarlama yapabilmektedir.

3.4.3. Giriş ve çıkış kondansatörlerinin seçimi

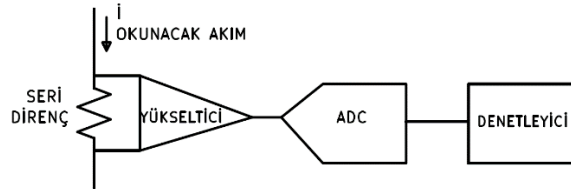
Giriş ve çıkış kondansatörlerinin değerleri önceki bölümlerde hesaplanmış ve sırasıyla 100uF ve 1000uF olarak bulunmuştu. Çalışmada her iki kondansatör de elektrolitik kondansatör olarak seçilmiştir. Giriş kondansatörü için maksimum gerilim, panelin çıkışından alınabilecek en yüksek gerilim olan açık devre gerilimi olacaktır. Bu çalışmada kullanılan panel için bu değer 20.5V tur. Çalışmada giriş kondansatör gerilimi 100V seçilmesi uygun görülmüştür, bu değer 20.5V'tan büyük olduğu için uygundur. Çıkış kondansatörü için ise maksimum gerilim, interleaved boost dönüştürücünün ulaşabileceği en yüksek gerilimdir. Bu değer için hesabı için dönüştürücünün en zorlanacağı duty cycle değeri 0.90 olarak alınmış ve giriş gerilimi 10V için çıkış gerilimi 100V olarak hesaplanmıştır. Tasarım için seçilmiş nominal çalışmada ise (giriş gerilimi 16V ve $D=0.5$) çıkış gerilimi 32V olmaktadır. Ayrıca simülasyon çalışmaları boyunca gözlemlenen maksimum çıkış gerilimi de 18 ile 60V aralığındadır. Bu durumlar değerlendirildiğinde, bu çalışmada çıkış kondansatörünün maksimum gerilimi 100V seçilmiştir.

3.5. Kontrol katının gerçeklemesi

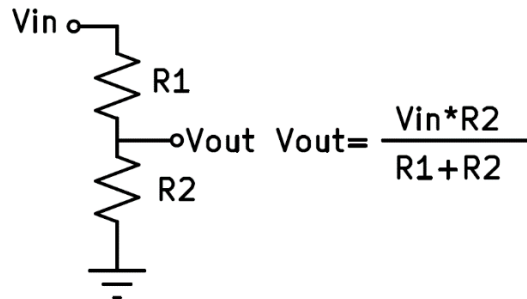
Önceki bölümlerde, güç katının elemanlarının seçimi yapılmıştır. Bu bölümde ise çalışmada kullanılan kontrol devresinin gerçeklemesi anlatılacaktır. Kontrol devresinin temel amacı güç katının kritik akım modunda çalışmasını sağlamak ve bağlandığı PV panelde MPPT işlemini gerçekleştirmektir. Bu işlemler için kontrol katı içerisinde akım ve gerilim okuma devreleri, anahtarlama için kullanılan entegreler ve mikrodenetleyiciler bulunmaktadır. Bölüm içerisinde çalışmada kullanılan devreler, entegreler ve mikrodenetleyiciler işlevleri ile anlatılacaktır.

3.5.1. Akım ve gerilim okuma devreleri

Kontrol katının işlevini yapabilmesi için gerekli devre elemanları üzerindeki akım ve gerilimin doğru okunması gereklidir. Bu çalışmada akım okunan bölgeler panel çıkışı ve 4 katlı interleaved boost dönüştürücünün her bir bobinidir. Gerilim okunan bölge ise sadece PV panel çıkışıdır. Akım okumak için seri direnç ile akım okuma yöntemine başvurulmuştur. Bunun sebebi direnç üzerindeki gerilimin akım ile lineer artış göstermesi ve yüksek hassasiyette okuma yapabilmeye imkan tanınmasıdır. Seri direnç ile akım okumak için, akım okunması istenen yere bir direnç konur ve direnç üzerindeki gerilim ölçülerek direnç değerine bölünür, bu şekilde akım okunur. Seri direnç değerinin yüksek seçilmesi dirençteki güç kaybını artırır. Küçük değerlerde seçilen dirençler için ise, dirençin üzerindeki gerilimin opamp vb. bir eleman ile yükseltilmesi gereklidir. Şekil 3.9’da seri direnç ile akım okuma yöntemi gösterilmektedir. Çalışmada kullanılan gerilim okuma yöntemi ise fazla devre elemanına ihtiyaç duymaması ve kolay kullanımı sebebiyle gerilim bölücü devresidir. Gerilim bölücü devresi ise Şekil 3.10’da verilmiştir.



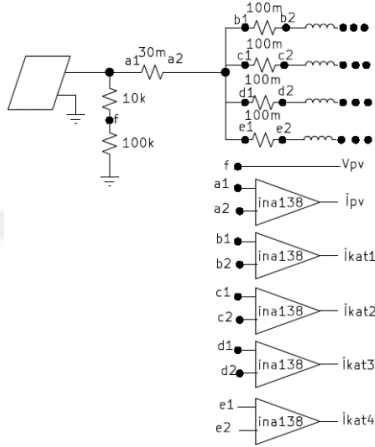
Şekil 3.9. Direnç ile akım okuma



Şekil 3.10. Gerilim bölücü ile gerilim okuma

Çalışmada panelden çıkan toplam akımı okumak için 30mΩ değerinde seri direnç kullanılmıştır. 4 katlı interleaved boost dönüştürücünün bobin akımlarının

okunması için ise 4 adet $100\text{m}\Omega$ değerinde direnç her katın bobinine seri bağlanmıştır. Bağlanan dirençlerin uçlarındaki gerilimin okunarak anlamlı değerlere yükseltilmesi için ise özellikleri INA138 entegresi kullanılmıştır. Panel çıkış gerilimi için ise $10\text{k}\Omega$ ve $100\text{k}\Omega$ ile oluşturulan gerilim bölücü devresi kullanılmıştır. Seçilen direnç değerleri, kontrol devresindeki işlemci ve entegrelerin gerilim dayanımı sınırları içerisinde seçilmiştir. Çalışmanın akım ve gerilim okunan bölgeleri ve bağlantı şeması Şekil 3.11’de verilmiştir. Buna ek olarak EK-2’de INA138 ile panel akımı okuma devresi ve EK-3’te interleaved boost dönüştürücü bobin akımları okuma devrelerinin detaylı bağlantı şemaları verilmiştir.

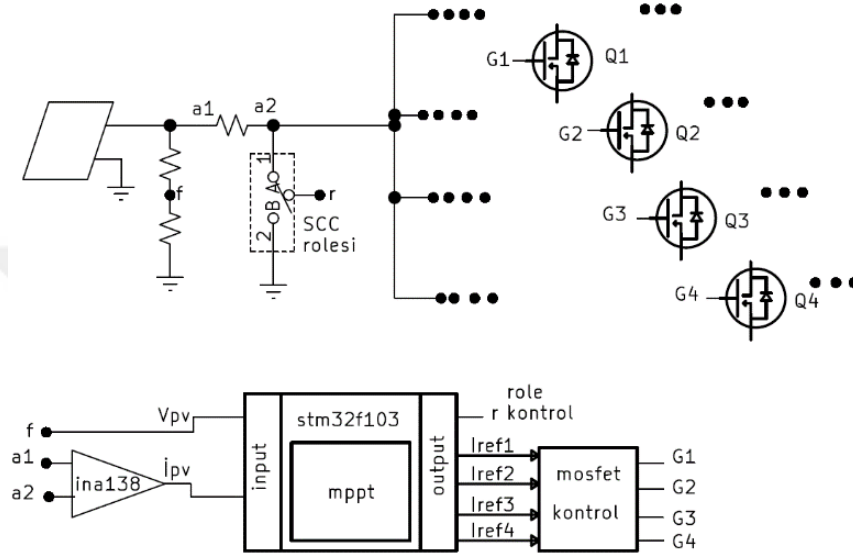


Şekil 3.11. Çalışmanın akım ve gerilim okuma diyagramı

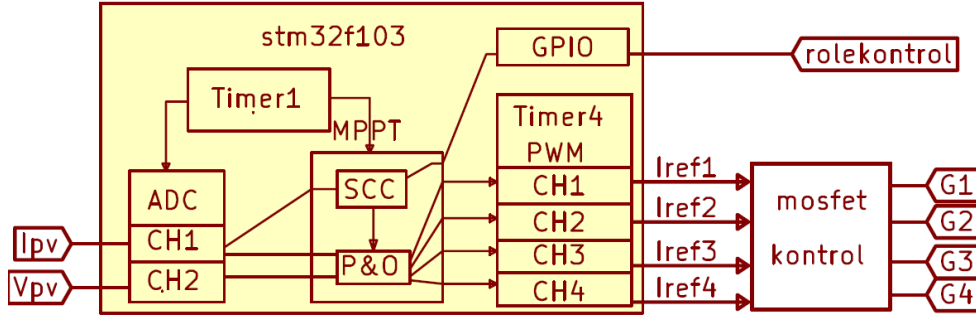
3.5.2. MPPT algoritmasının gerçekleştirilmesi

Tasarım aşamasında çalışmada kullanılan hibrit MPPT algoritmasının işleyişi anlatılmıştı ve Şekil 3.4’te kullanılan algoritma şeması verilmişti. Simülasyon aşamasında ise PLECS içerisinde C dili ile algoritma koda aktarılmış ve simülasyon ortamında çalışır hale getirilmişti. Bu bölümde ise MPPT algoritmasının gerçek devreye aktarılması ve çalışması anlatılacaktır. Çalışmada MPPT algoritmasının işletilmesi için STM32F103 mikrodenetleyici kullanılmıştır. Çalışmada işlemcinin ADC (analog to digital converter), TIMER (sayıcı) ve GPIO (general purpose input-output) modülleri kullanılmıştır. ADC modülü panel akımı (I_{PV}) ve geriliminin (V_{PV}) okunması için kullanılmıştır. TIMER modülü ise P&O algoritmasının işlem süresi ve başlangıçta gerekli olan SCC algoritmasının paneli kısa devre etme süresinin ayarlanmasında kullanılmıştır ayrıca ikinci bir TİMER modülü ile işlemcinin çıkış için gerekli sinyaller üretilmiştir. GPIO modülü ise paneli kısa devre etmesi için panele bağlanmış rölenin kontrolünde kullanılmıştır. İşlemci C dilinde kodlanmıştır. İşlemci sistem başlangıcında panele bağlı kısa devre rölesini aktif ederek paneli kısa devre yapar. Panel 5 sn boyunca kısa devre edilir ve bu sırada 100 adet örnek alınarak ortalaması alınır, bu sayede panel kısa devre akımının ortalama değeri hesaplanır. 5sn geçtikten sonra ise röle devre dışı bırakılır ve P&O algoritması devreye alınır. Bu aşamadan sonra İşlemci her 0.5sn’de bir kesmeye giderek P&O algoritmasını çalıştırır. P&O algoritmasının çalışması için panelin hem akımı hem de gerilimi okunur. P&O algoritması, işlem sonucunda güç katının her bir bobininin maksimum akım değerini (I_{max}) belirler. Bu değer mosfet

kontrol devresine, işlemcideki ikinci bir TIMER modülünün pwm çıkışları kullanılarak, pwm eşdeğeri cinsinden aktarılır. Referans sinyali algılayan mosfet kontrol devresi, güç katının MPPT algoritması tarafından gerekli gördüğü akımı çekmesini sağlar. Işıma değişimlerinde referans sinyalleri de değiştirilerek yeni MPP noktalarının yakalanması sağlanır. MPPT algoritmasının uygulanması için gereken devre elemanlarının PV panel üzerindeki bağlantı noktaları Şekil 3.12’de verilmiştir. Ayrıca Şekil 3.13’te MPPT algoritması için kullanılan modüller görsel olarak verilmiştir. STM32F103 içerisine yazılan MPPT kodu ise EK-4’te verilmiştir.



Şekil 3.12. MPPT algoritması ile güç katı ilişkisi

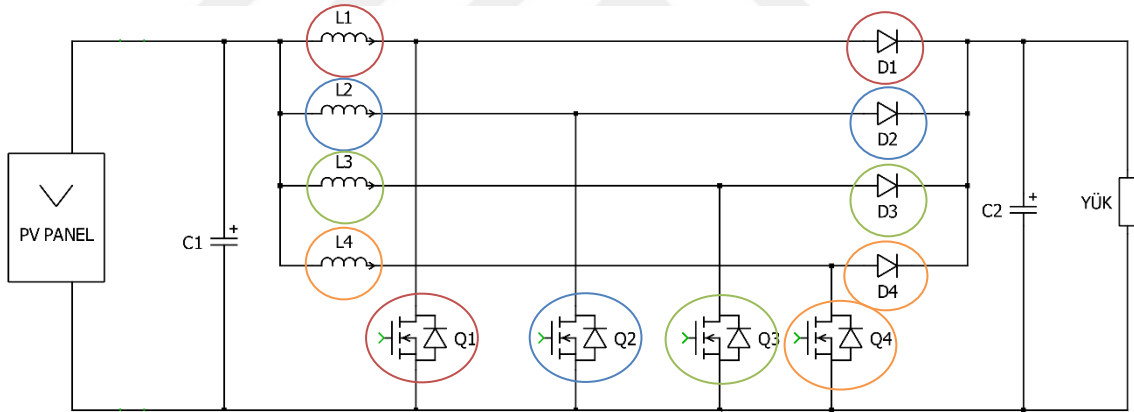


Şekil 3.13. STM32F103 kartında MPPT için kullanılan modüller

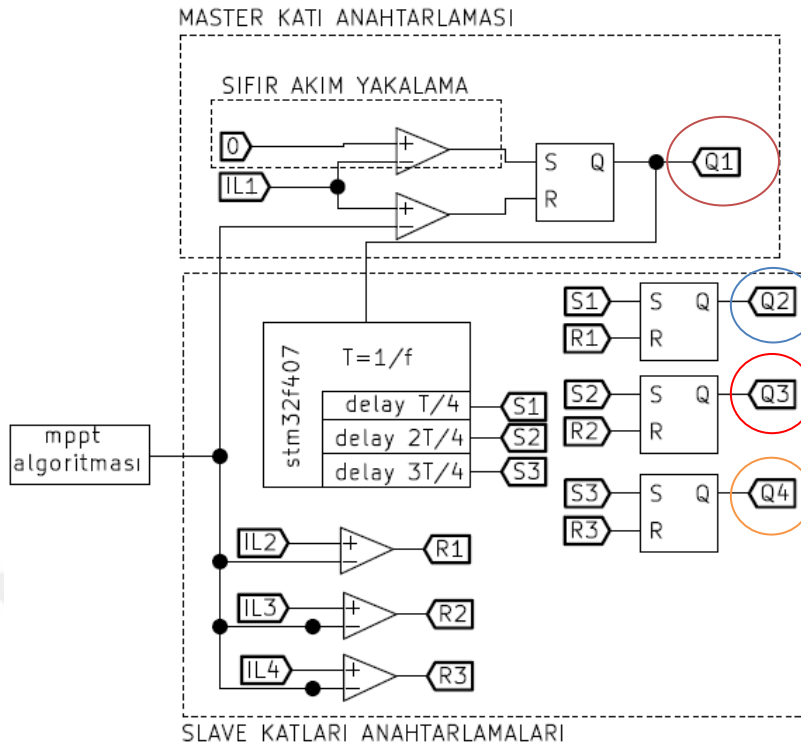
3.5.3. Kritik akım modunda mosfet kontrolünün gerçekleştirilmesi

Çalışmanın kritik akım modunda çalışması için kullanılan open loop kontrol metodu önceki bölümlerde anlatılmıştı. Çalışmanın simülasyon aşamasında ise PLECS ortamında open loop kontrol metodu modellenmişti. Bu bölümde open loop kontrol metodunun gerçek devre elemanları kullanılarak nasıl oluşturulduğu anlatılacaktır. Kontrol metodunun 2 temel işlevi yerine getirmesi gereklidir. Bunlardan ilki tüm katların kritik akım modunda ve birbirleriyle faz açısı bulunacak şekilde çalışmasını

sağlamak ikincisi ise MPPT algoritması tarafından belirlenmiş akımın güç katı tarafından panelden çekilmesini sağlamak. Bu çalışmanın güç katı 4 katlı olduğu için katların anahtarlama zamanları arasında 90 derecelik faz farkı bulunmalıdır. Çalışmada 4 katlı interleaved boost dönüştürücünün ilk katına master, diğer 3 katına ise slave katları adı verilmiştir. Şekil 3.14'te güç katı devresi üzerinde master ve slave katların devre elemanları verilmiştir. Şekilde kırmızı renk ile işaretli elemanlar master katın, mavi yeşil ve turuncu ile işaretli elemanlar ise slave katların elemanlarıdır. Metodun çalışması için master katın anahtarlama zamanının bağımsız olarak yapılması ve slave katların, master katına göre anahtarlama zamanını sağlaması gereklidir. Slave katları master katına göre anahtarlama yapacağı için master katının anahtarlama periyodunun okunması gerekmektedir. Okunan periyot değeri her slave katının anahtarlama zamanının başlangıç anını belirler. Bu değer master katının anahtarlama periyodunun 4'te 1'lik birimlerinde oluşturulur. Örnek verilecek olursa, 100us'lik master anahtarlama periyodunda ilk slave anahtarı 25us'de ikinci slave anahtarı 50us'de ve üçüncü slave anahtarı 75us de anahtarlama zamanına başladıklarında her kat arasında 90 derecelik faz farkı sağlanmış olur. Çalışmada master ve slave katlarının anahtarlama zamanı için sr flip flop ve komparatorlar kullanılmıştır. Ayrıca master katının periyodunun okunması ve slave katlarının anahtarlama başlangıç zamanlarının belirlenebilmesi için bir mikrodenetleyici de sisteme eklenmiştir. Çalışmada kullanılan tüm komparatorlar TS3077, sr flip flop'lar 74HC06 ve kullanılan mikrodenetleyici ise STM32F407 dir. Anahtarlama kontrolünün genel bağlantı şeması Şekil 3.15'te verilmiştir.



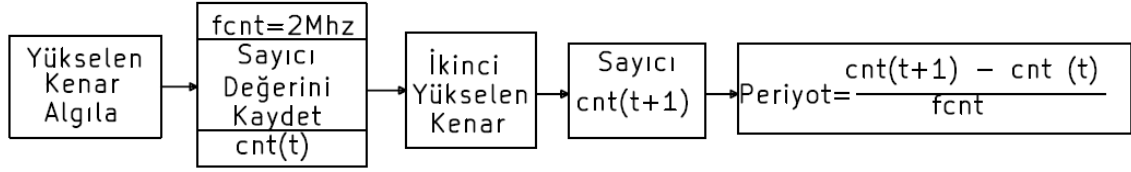
Şekil 3.14. Güç devresi üzerindeki master ve slave katların elemanları



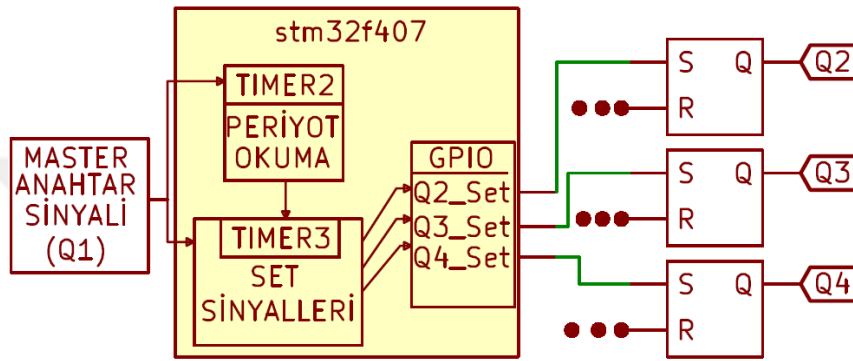
Şekil 3.15. Master ve slave katları anahtarlamaları genel bağlantı şeması

Kontrol metodunda master katının anahtarlamasının (Q1) set koşulu master bobin akımının (IL_1) sıfır amper'e ulaşmasıdır. Reset koşulu ise MPPT algoritmasından gelen referans akıma ulaşılmasıdır. Slave katlarının anahtarlamalarının (Q2, Q3 ve Q4) set koşulları ise ilgili katın STM32F407'den gelen pulse (darbe) sinyalidir. Bu pulse sinyalinin oluşum anı anahtarlamalar arasındaki faz farkını oluşturur. Reset koşulları ise ilgili slave bobininin MPPT algoritmasından gelen referans akıma ulaşmasıdır. Bu koşul sayesinde tüm bobinlerin maksimum akım değeri aynı olacaktır. STM32F407 ile frekans okuma işlemi için TIMER modülü kullanılmıştır. Gelen kare dalganın iki yükselen kenarı arasında bir sayıcı (counter) saydırılmış ve saydırılan sayıcı, TIMER periyoduna bölünerek gelen sinyalin periyodu bulunmuştur. Çalışmada periyot okuma için kullanılan timer frekansı 2Mhz dir. Şekil 3.16'da periyot okuma için uygulanan algoritma verilmiştir. Periyot okunduktan sonraki işlem ise slave anahtarlarının set koşullarının oluşturulmasıdır. Bunun için ise ikinci bir TIMER modülü içerisindeki sayıcı ve GPIO modulünden 3 adet çıkış kullanılmıştır. Master anahtarının her yükselen kenarında bu sayıcı saymaya başlar ve periyot değerinin 4'te 1'lik bölümünü saydığı anda ilk çıkıştan pulse üretir. Üretilen pulse ilk slave (Q2) set sinyalini oluşturur ve anahtarlamasını başlatır. Aynı sayıcı periyodun 4'te 2'lik bölümünü saydığı anda ikinci çıkıştan pulse üretir, üretilen pulse ikinci slave (Q3) set sinyalini oluşturur, aynı şekilde sayıcı periyodun 4'te 3'lük bölümünü tamamladığında üçüncü çıkıştan pulse üretilir ve üçüncü slave anahtarlamasının set sinyali (Q4) üretilir. Şekil 3.17'de STM32F407 ile periyot okuma ve set sinyallerinin üretimi, kullanılan modülleri ile gösterilmiştir. Set sinyali üretiminin çalışmasına dair bir örnek Şekil 3.18'de verilmiştir. MPPT çalışması boyunca farklı dirençler ve ısımalarda çalışma periyodu değişecektir. Bu kontrol metodu sayesinde, değişen periyot değerleri de algılanabilmekte ve tüm sistem

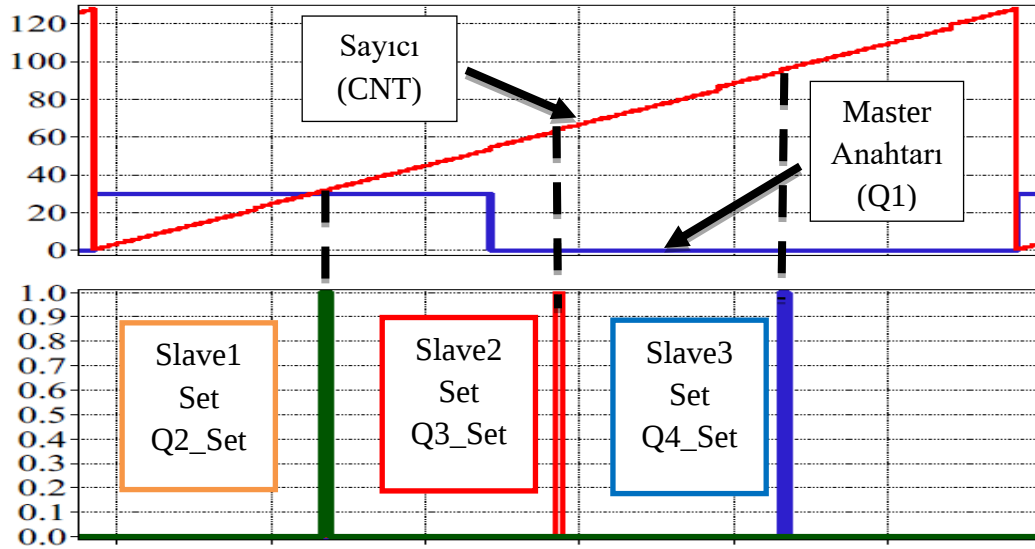
çalışmasını yeni periyoda göre güncelleyebilmektedir. EK-5’te anlatılan algoritmanın STM32F407 içerisinde yazılmış C kodu verilmiştir.



Şekil 3.16. Çalışmada kullanılan periyot okuma algoritması



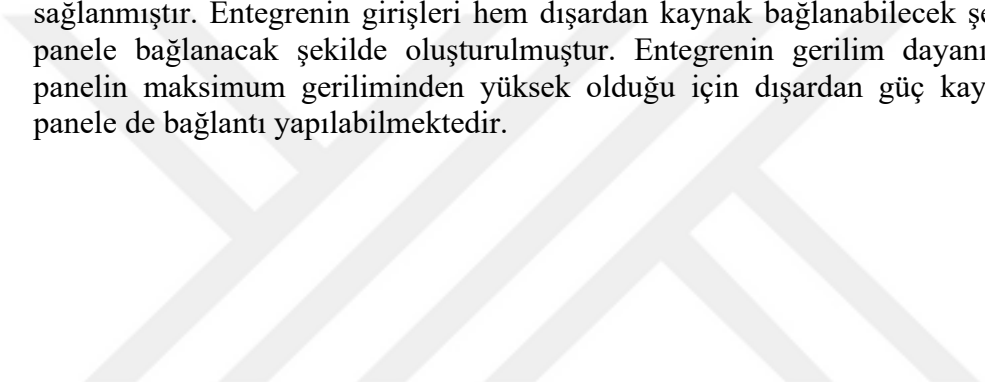
Şekil 3.17. STM32F407 ile periyot okuma ve set sinyalleri oluşturma

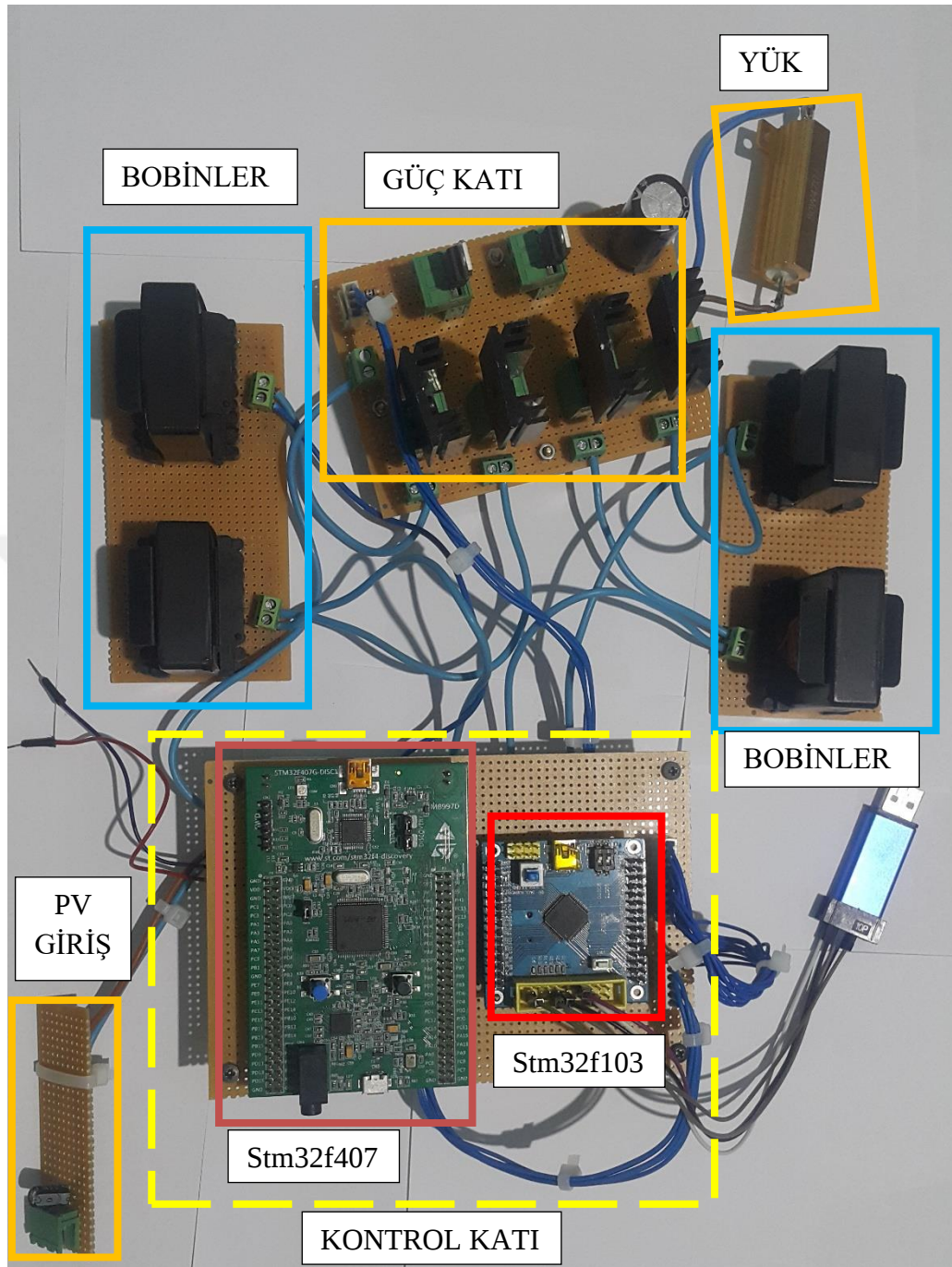


Şekil 3.18. Slave anahtarları set sinyalleri oluşturulması örneği

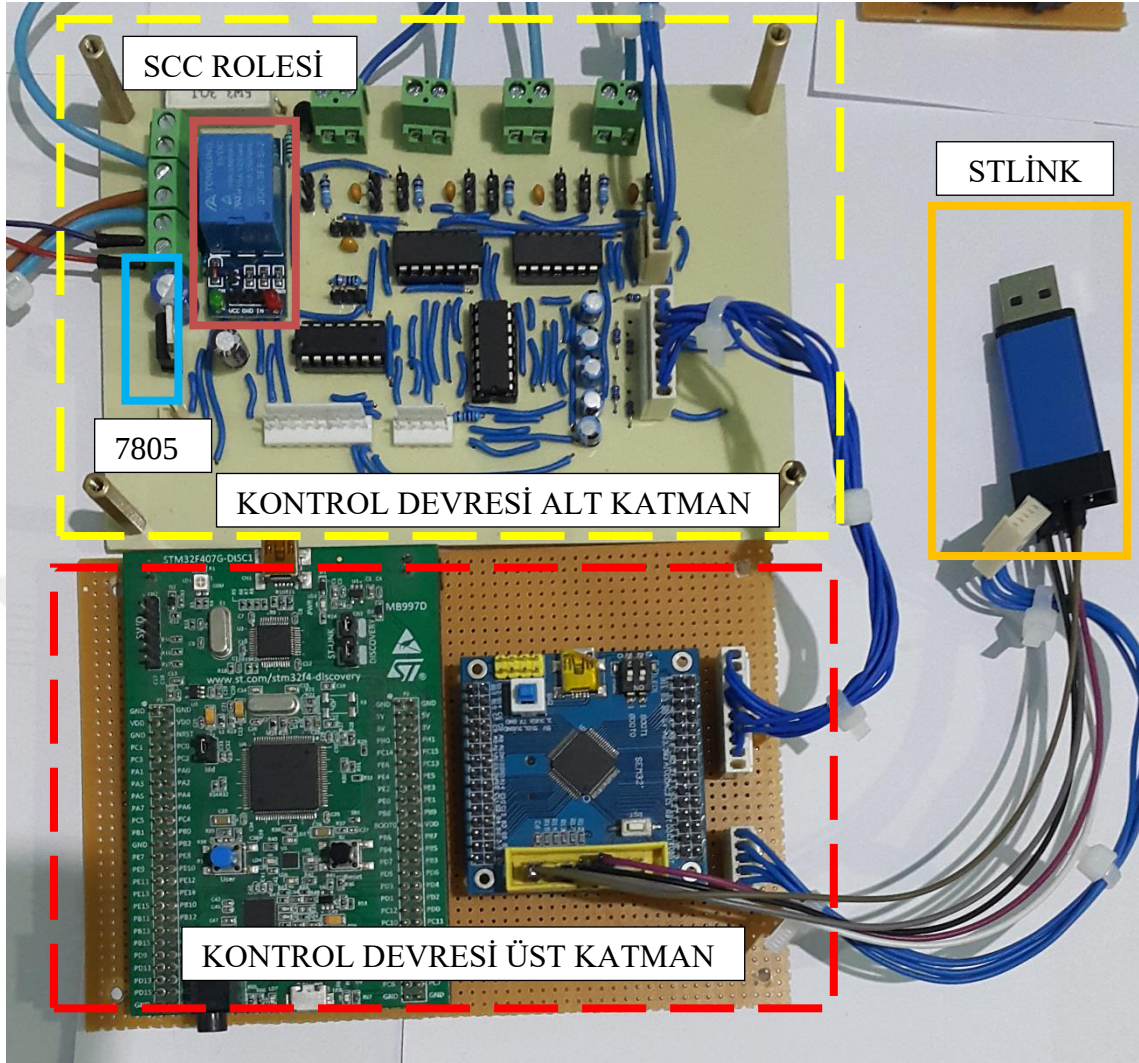
3.6. Gerçeklenen Devrenin Panele Bağlanması ve Deney Aşamaları

Önceki bölümlerde MPPT dönüştürücünün tasarım, simülasyon ve gerçekleştirme aşamaları anlatılmıştı. Bu bölümde ise gerçekleştirilen dönüştürücünün tüm sistem olarak

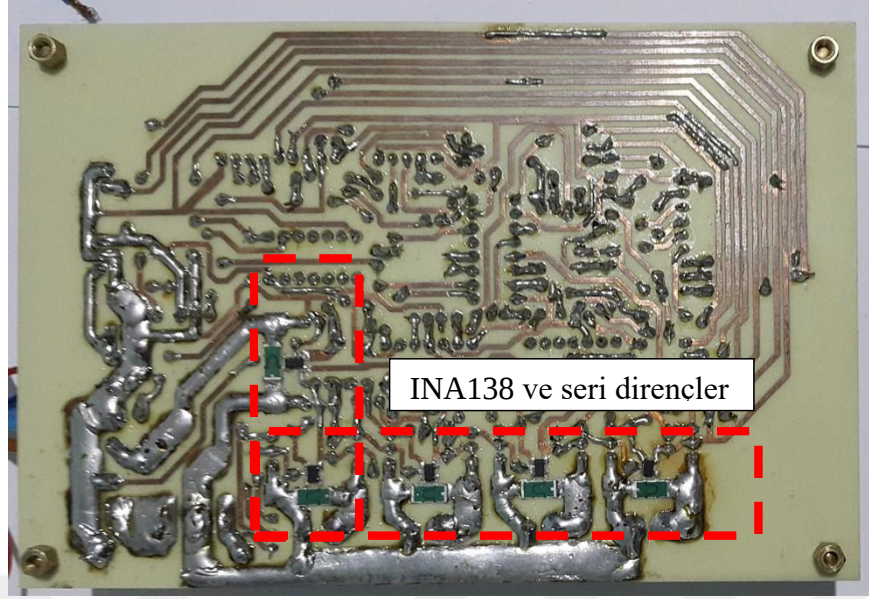
birleştirilmiş hali ve dönüştürücünün PV panele bağlanarak performans testinin nasıl yapıldığı anlatılacaktır. Tasarlanan 4 katlı interleaved boost dönüştürücü ve kontrol devresinin fotoğrafı Şekil 3.19’da verilmiştir. Şekil üzerinde güç ve kontrol katı gösterilmektedir. Güç devresi delikli plaket üzerine lehimlenmiştir. Kontrol devresi ise kendi içerisinde 2 ayrı devreden oluşan modüler bir yapıdadır. Şekil 3.19’da altta görünen kısımda kontrol devresinin STM32F103 ve STM32F407 mikrodnetleyicileri görülmektedir. Kontrol devresinin ikinci katmanı ise Şekil 3.20’de görülmektedir. Kontrol devresinin ikinci katmanı pcb baskı devresi olarak üretilmiştir. PCB baskısı yapılan yüzeyin görseli Şekil 3.21’de verilmiştir. Yüksek akım geçebilecek bölgeler hem kalın yol olarak seçilmiş hem de sonradan lehimle desteklenerek akım dayanımı artırılmıştır. Ayrıca şekil üzerinde, PV panelin akımını ve 4 katlı interleaved boost dönüştürücü devresinin bobinlerinin akımlarını ölçmek için konulmuş seri dirençler ile INA138 entegreleri de gösterilmiştir. Kontrol devresinin kendi katları arasındaki ve güç katı ile arasındaki bağlantı tunik konektörlere bağlı bağlantı kabloları ile yapılmıştır. Kontrol devresinin barındırdığı entegrelerin beslemeleri ise 7805 entegresi kullanılarak sağlanmıştır. Entegrenin girişleri hem dışardan kaynak bağlanabilecek şekilde hem de panele bağlanacak şekilde oluşturulmuştur. Entegrenin gerilim dayanımı kullanılan panelin maksimum geriliminden yüksek olduğu için dışardan güç kaynağı olmadan panele de bağlantı yapılabilir. 



Şekil 3.19. Gerçeklenen tüm sistem devresi



Şekil 3.20. Kontrol devresi katmanları



Şekil 3.21. Kontrol devresi alt katman pcb görseli

Tasarımı, simülasyonu ve gerçeğe tamamlanan, tüm bir yapı halinde çalışmaya hazır olan devreye, simülasyonda ve gerçekte panele bağlanarak çeşitli testler yapılmıştır. Simülasyon ortamında 3 adet test yapılmıştır. İlk test panelin standart test koşulları altında MPPT bağlantısı var iken ve yok iken 22 30 ve 47 Ω değerlerindeki dirençlerin çıkış güçleri alınarak yapılmıştır. Yapılan testin amacı, simülasyon ortamında tüm elemanlar ideal ve güneş paneli standart test koşulları altında iken, tasarlanan çalışmanın genel amacının başarıp başarılmadığının ölçülmesidir. İkinci simülasyon testinde ise 30 Ω yük sabit iken MPPT noktasında çalışan panelde simülasyonda modellenen panelin ısıma parametresi değiştirilmiş ve dönüştürücünün MPPT algoritması ile yeni MPP noktasına ulaşması gözlemlenmiştir. Bu testin amacı ise MPPT algoritmasının değişen ortam şartındaki davranışının değerlendirilmesi, dönüştürücünün dinamik çalışmasının gözlemlenmesidir. Üçüncü testte panel için tek katlı geleneksel bir boost dönüştürücü, sürekli modda çalışacak şekilde tasarlanmış ve bu çalışmada tasarlanan 4 katlı interleaved dönüştürücü ile karşılaştırılmıştır. Bu testin amacı interleaved boost dönüştürücünün panelden çektiği akımdaki dalgalanmayı daha düşük bobin değeri ile azaltabilmesi özelliğinin gösterilmesidir. Gerçek devre testlerinde ise öncelikle PV panel açık havada güneşe olabildiğince dik açıda konumlandırılmış ve ısıma ile sıcaklık değerleri ölçülmüştür. Bu değerlerde panelden alınabilecek maksimum gücün bulunabilmesi için değişen direnç testi yapılmıştır. Bu testte panele sırayla 5.6, 6.6, 7.6, 8.9, 9.9, 10.9, 11.78, 12.78 ve 13.78 Ω dirençler bağlanarak panel çıkış gücü gözlemlenmiş, bu dirençlerin sağlayabildiği maksimum güç, panelden alınması beklenen maksimum güç (MPP) olarak tanımlanmıştır. Verilen direnç değerlerinin kullanılmasına, zamanla panel ile çalışma sonucu elde edilmiş tecrübeler sonucunda karar verilmiştir. Daha sonrasında ise 22 30 ve 47 ohmluk dirençlerin çıkış güçleri MPPT bağlı değil iken ölçülmüş ve sonrasında MPPT devresi panele bağlanarak her direnç için MPPT işlemi sonrası alınan güçler ölçülmüştür. Bu test sonucunda hem panele bağlanan her direncin MPPT yok ve var iken çektiği güç gözlemlenmiş hem de yakalanan MPPT gücünün, değişken direnç testi ile belirlenmiş

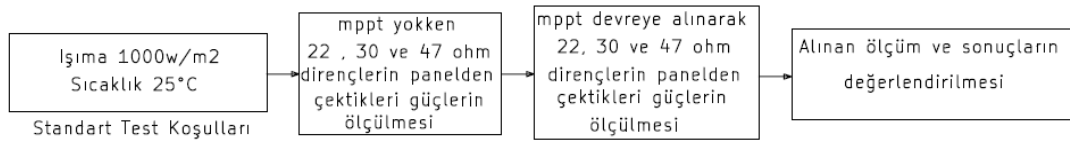
MPPT gücüne ne kadar yaklaşıldığı saptanmıştır. Çalışma sırasında osiloskop ile 4 katlı interleaved boost dönüştürücünden bobin akımları, anahtarlama şekilleri ve PV panelden çekilen toplam akımın görüntüleri alınmış ve dönüştürücünün kritik akım modunda çalışması ve bobinlerin dalga şekilleri ile panelden çekilen akımın arasındaki ilişki ve 4 katlı devrenin katları arasındaki faz farkının durumu da kontrol edilmiş ve kaydedilmiştir. Testlerden alınan çıktılar, bulgular ve tartışma kısmında gösterilmiş, değerlendirilmesi ise sonuçlar kısmında yapılmıştır. Çalışmada kullanılan panelin görseli Şekil 3.22’de ve etiket bilgileri Çizelge 3.2’de verilmiştir. Simülasyon için yapılan 2 testin aşamaları sırasıyla Şekil 3.23 ve Şekil 3.24’te verilmiştir. Gerçeklemede yapılan değişken direnç testi aşamaları ile MPPT test işleminin aşamaları ise sırasıyla Şekil 3.26’ da ve Şekil 3.27’de verilmiştir.

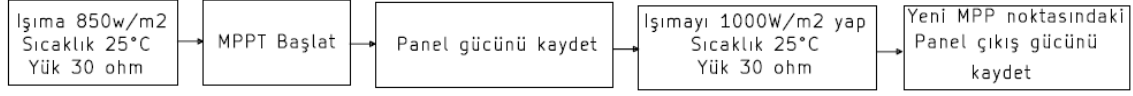
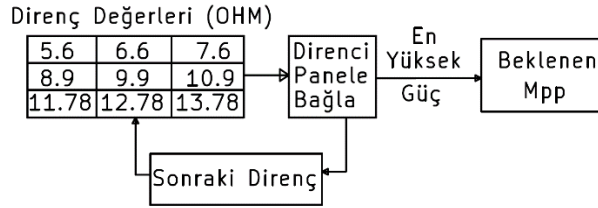
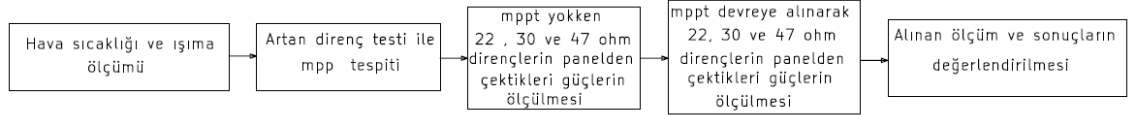


Şekil 3.22. Çalışmada kullanılan PV panel

Çizelge 3.2. Çalışmada kullanılan PV panelin bilgileri

Parametre	Değeri
Maksimum Güç (P_{MPP})	30W
Maksimum Güç Noktası Gerilimi (V_{MPP})	16V
Maksimum Güç Noktası Akımı (I_{MPP})	1.90A
Açık Devre Gerilimi (V_{oc})	20.5V
Kısa Devre Akımı (I_{sc})	2.09A



Şekil 3.23. İlk simülasyon testinin aşamaları**Şekil 3.24.** İkinci simülasyon testinin aşamaları**Şekil 3.25.** Artan direnç testi ile panelin MPP noktası tespiti**Şekil 3.26.** Gerçeklenen devrenin MPPT testinin aşamaları

Çalışmada kullanılan ölçü aletleri, bir adet ısınım ölçer, biri ampermetre kademesinde diğeri voltmetre kademesinde kullanılan iki adet multimetre, 2 kanalı akım ölçümü 2 kanalı ise gerilim ölçümüne ayrılmış 4 kanallı osiloskoptur. Ölçüm cihazları ve kullanılan yardımcı ekipmanları Şekil 3.27’de verilmiştir. Kullanılan ölçüm ekipmanları ve markaları ile modelleri ise Çizelge 3.3’te verilmiştir.

**Şekil 3.27.** Çalışmada kullanılan ölçüm cihazları görseli

Çizelge 3.3. Çalışmada kullanılan ölçüm ekipmanları listesi

EKİPMAN	MARKA-MODEL
Işınım Ölçer	Megger PVM210
DC Voltmetre	BRYMEN BM907
DC Ampermetre	BRYMEN BM907
Osiloskop	TektronixDPO410B
Gerilim probu	TEK P6139A
Akım Probu 1	TCP305 AC/DC Current Probe
Akım Probu2	TCP305 AC/DC Current Probe
Akım Probu Amfisi	TCPA300 Amplifier

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

4.1. Gerçekleme Bulguları

Gerçek ortamda 23°C sıcaklık ve 1000W/ m² ışıma, PV panele önce Şekil 3.25'te aşamaları anlatılan değişken direnç testi yapılmıştır. Değişken direnç testinden alınan en yüksek güçler MPPT testinin beklenen sonuçları olarak kaydedilmiştir. Sonra ise Şekil 3.26'da verilen işlem sırası ile MPPT testi yapılmıştır. Değişken direnç testlerinin sonuçları tüm ortamlar için Çizelge 4.1'de verilmiştir. MPPT testinin sonuçları ise Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Test edilen ortam şartlarında panelden alınan değişken direnç testi sonuçları

Ortam Koşulu	G=1000W/m ² , T=23°C								
Direnç Değeri (Ω)	5.6	6.6	7.6	8.9	9.9	10.9	11.78	12.78	13.78
Panel Çıkış Gücü(W)	25.98	29.05	30.02	29.22	27.86	26.4	25.45	24.12	23.05

Gerçek koşullarda panele uygulanan değişken direnç testinde alınan sonuçlar incelendiğinde, panelden alınan en yüksek güç 7.6 Ω bağlı iken 30.02W olmaktadır. Bağlanan dirençler arasındaki fark ile, paneldeki çıkış güçleri arasındaki fark incelendiğinde, üretilen güçler arasında gözle görülür bir sapmanın olmadığı anlaşılmaktadır. Bu durumda, değişken direnç testi ile alınan maksimum değerler, panelin içindeki koşullardaki en yüksek güç değerini yeterli hassasiyette verebilmektedir.

Çizelge 4.2. 1000W/m² ışıma ve 23°C sıcaklıkta MPPT testi değerleri

Yük (Ω)	Maksimum Panel Gücü (W)	MPPT Yokken Alınan Güç(W)	MPPT Bağlı İken Alınan Güç (W)
22	30.02	15.55	29.4
30	30.02	12.41	29.54
47	30.02	7.92	29.9

MPPT testinde panele MPPT olmadan bağlanan dirençlerin çektiği gler panelin maksimum gücünden düşük ve birbirinden farklı değerlerdedir. MPPT sisteme bağlandığında tüm dirençler için panel maksimum güç noktasına taşınmıştır, direnç değerleri değişse bile MPP noktasında çalışıldığı için panel çıkış gerilimi de sabitlenecektir. MPPT sisteme bağlı iken panelden çekilen g bağlanan 3 direnç için ortalama 29.61W olmaktadır. Bu değer MPP gücünün %98'ine denk gelmektedir. Bu durumda MPPT veriminin %98 olduğu söylenebilir.



4.2. Simülasyon Bulguları

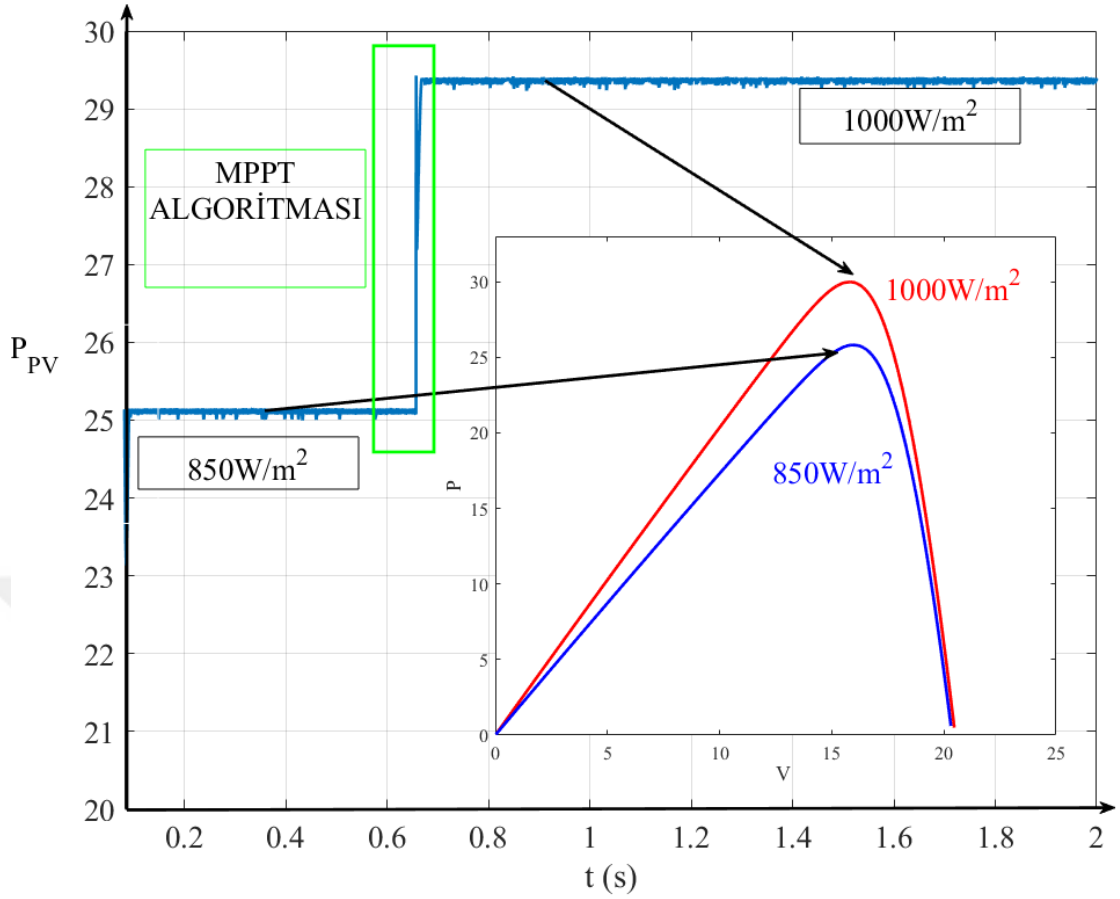
Bu çalışmada yapılan üç simülasyonun ilkinde, standart test koşulları olan 1000W/m^2 ışıma ve 25°C sıcaklık değerleri PLECS'e tanımlanarak yapılmıştır. Her direncin panelden çektiği güç değerlerinin MPPT testi öncesi ve sonrası alınan değerleri kaydedilmiştir. Test sonuçları Çizelge 4.3'te verilmiştir.

Çizelge 4.3. 1000W/m^2 ışıma ve 25° sıcaklıkta PLECS simülasyon değerleri (standart test koşulları)

Yük (Ω)	Maksimum Panel Etiket Gücü (W)	MPPT Yokken Alınan Güç (W)	MPPT Bağlı İken Alınan Güç (W)
22	30	16.26	29.34
30	30	12.45	29.38
47	30	8.29	29.33

Standart test koşullarında PLECS simülasyonunda alınan değerler incelendiğinde, MPPT sistemde yok iken 22 ohmda 16.26W, 30 ohmda 12.45W ve 47 ohmda 8.29 W panel gücü alınırken, MPPT sistemi ile çalıştırıldığında panelden tüm yüklerde ortalama 29.35W güç çekilmiştir. Programda seçilen devre elemanları ideal elemanlar olduğu için kayıplar önemsiz denecek kadar az, verim %100'e yakındır. Bu sonuç göstermektedir ki, tasarlanan MPPT devresi işlevini ideal koşullarda yerine getirmektedir.

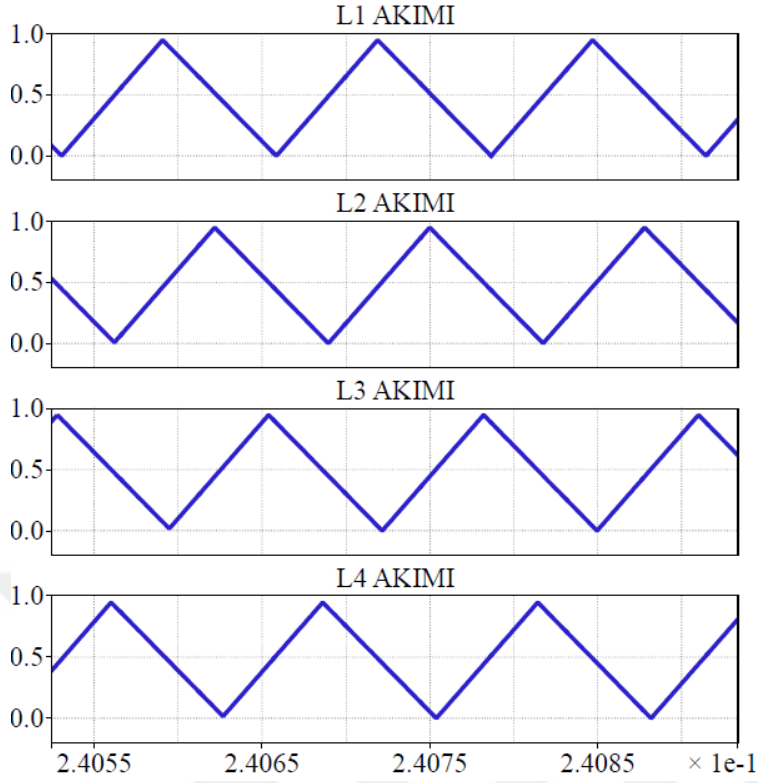
İkinci simülasyon testinde kullanılan ışımalar, sıcaklık, yük ve işlem sırası Şekil 3.24'te verilmiştir. Şekil 4.1'de, yapılan test sonucunda yakalanan MPP noktalarının panel güç-gerilim eğrisi üzerindeki konumu gösterilmiştir.



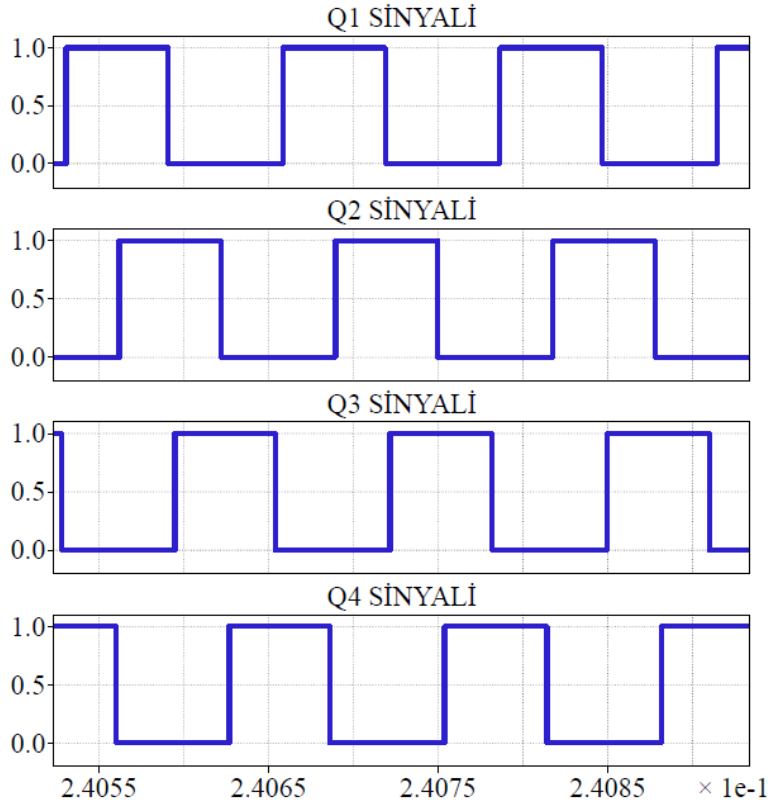
Şekil 4.1. Değişen ortam koşulları testi sonuçları

Test için ilk ortam koşulu 850W/m² ışıma ve 25°C sıcaklık olarak ayarlanan sistem, tasarlanan MPPT algoritması çalıştırılarak paneli 25W lık MPP noktasına ulaştırmıştır. Bu durumda bir süre çalıştıktan sonra ise ışıma 1000W/m² ye çıkarılmıştır. Yeni ışıma değerine karşılık olarak sistemde tanımlı MPPT algoritması da paneli yeni MPP noktası olan 30W a ulaştırmayı başarmıştır. (Şekil 4.1)

Simülasyonda MPPT işlemi sırasında 4 katlı interleaved dönüştürücünden alınan bobin akımları ve anahtarlama sinyalleri sırasıyla Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te verilmiştir. Şekillerde L1 ile Q1 ilk katın, L2 ile Q2 ikinci katın, L3 ile Q3 üçüncü katın ve L4 ile Q4 dördüncü katın bobin ve anahtarlarıdır.

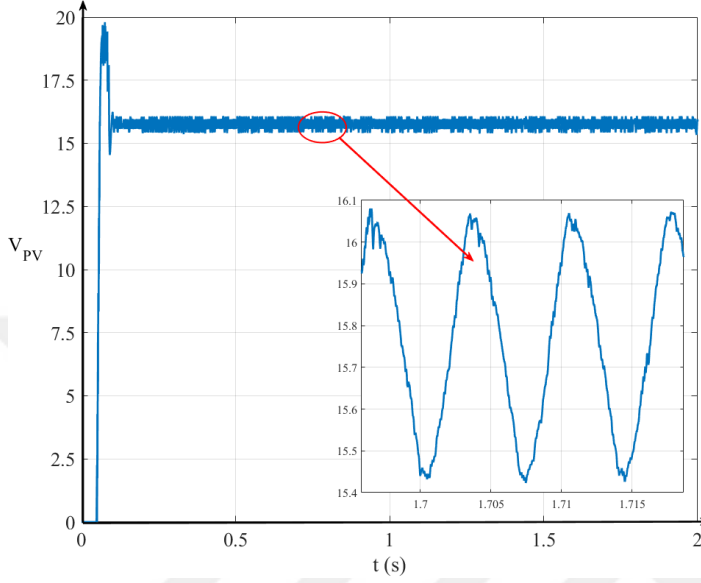


Şekil 4.2. Interleaved boost dönüştürücü simülasyonu bobin akım şekilleri



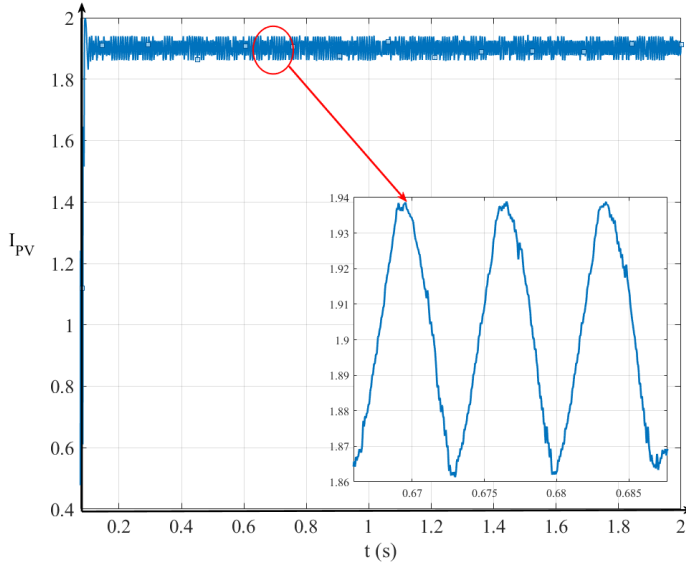
Şekil 4.3. Interleaved boost dönüştürücü simülasyonu mosfet anahtarlama şekilleri

Simülasyonda MPPT sırasında alınan bobin akımları incelendiğinde her bobinin ortalama akımı 0.475A olduğu görülmektedir. Bu değer panelden çekilen toplam akımın 1.9A olduğunu göstermektedir ve bu akım da panelin 1000W/m² ışıma ve 25°C sıcaklıktaki MPP akımıdır. Bununla beraber her katın minimum akımı 0A ve maksimum akımı ise 0.95A dir. Katların anahtarlama sinyalleri arasında olması gereken 90 derecelik faz farkının da sağlanmış olduğu görülmektedir.



Şekil 4.4. Simülasyon testi panel gerilimi dalga şekli

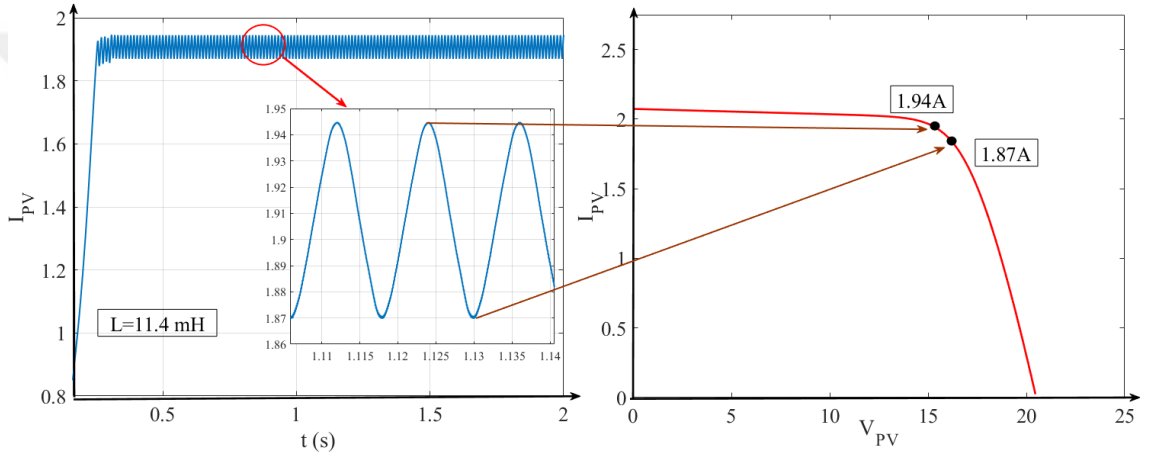
Simülasyonda MPPT sırasında panelden alınan gerilim ortalama 15.75V olarak görülmektedir. Gerilimin maksimum değeri 16.08V ve minimum değeri ise 15.42V ölçülmüştür.



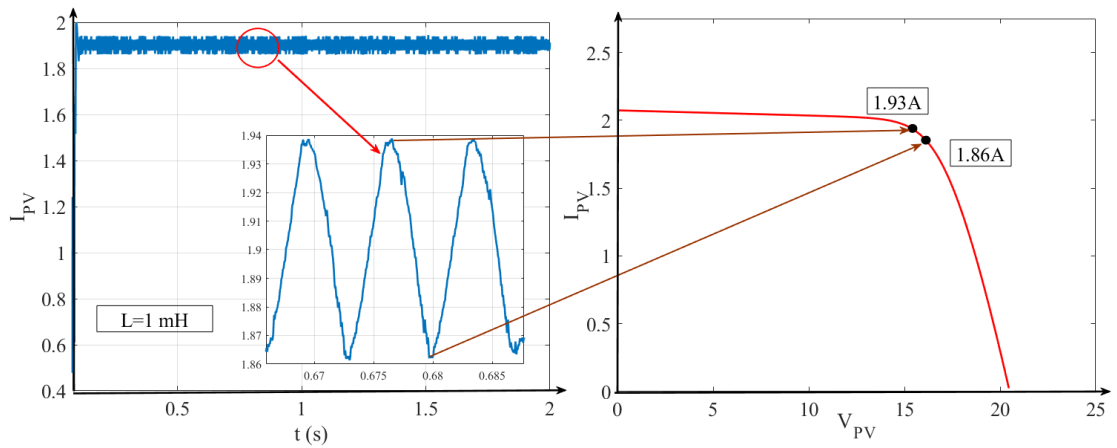
Şekil 4.5. Simülasyon testi panel akımı dalga şekli

Simülasyonda MPPT sırasında panelden alınan akımın ortalaması 1.90A olarak görülmektedir. Akımın maksimum değeri 1.93A ve minimum değeri ise 1.86A ölçülmüştür.

Simülasyonda yapılan üçüncü testte, tasarlanan interleaved dönüştürücü simülasyonda tek katlı sürekli modda çalışan bir boost dönüştürücü ile mppt noktasında çalışması durumları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma için tasarlanmış tek katlı dönüştürücünün bobin değeri formül (2.28) kullanılarak, akım dalgalanması (ΔI_L) değeri bu çalışmada tasarlanan dönüştürücünün sahip olduğu dalgalanma miktarı kadar seçilerek (Şekil 4.5) 11.4mH değerinde hesaplanmıştır. Bobin değeri dışında seçilen tüm parametreler (frekans, duty cycle, giriş ve çıkış kondansatörleri) interleaved dönüştürücü ile aynıdır. Şekil 4.6’da tek katlı sürekli mod dönüştürücünün, Şekil 4.7’de 4 katlı interleaved dönüştürücünün panelden çektiği akım şekilleri ve panel V-I grafiği üzerindeki çalışma noktalarının değişimleri verilmiştir.



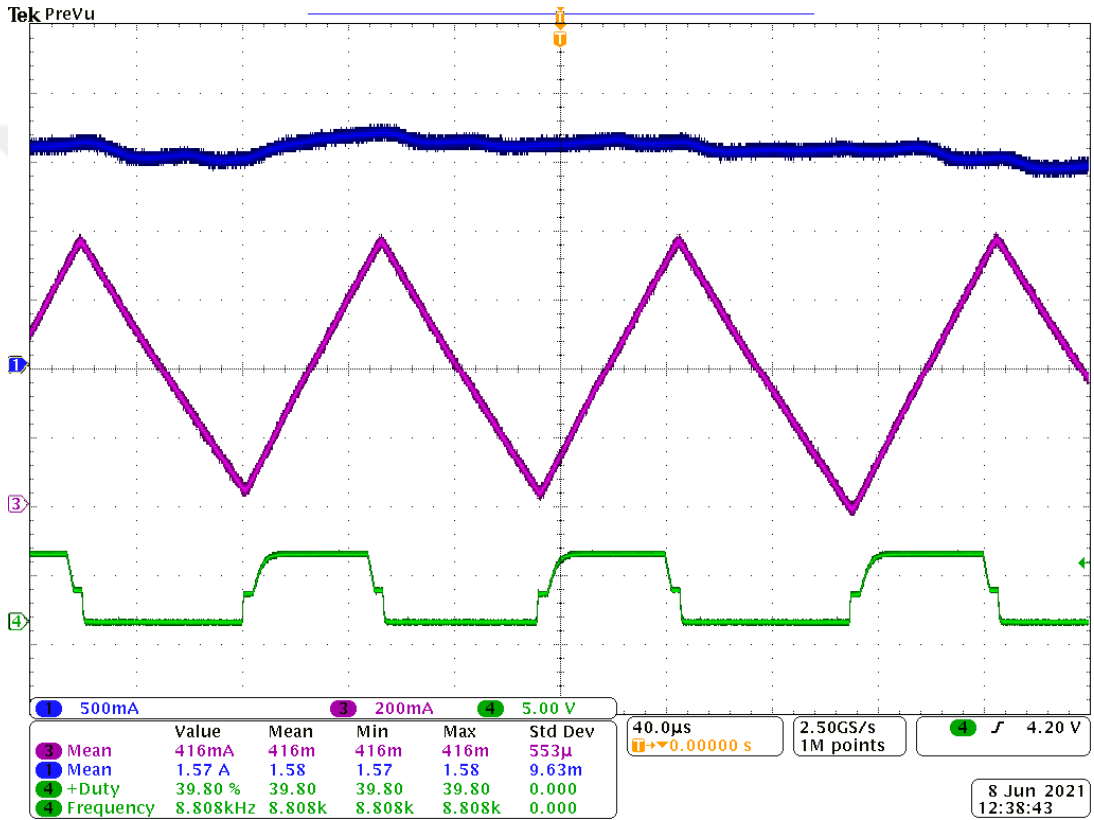
Şekil 4.6. Tek katlı sürekli mod boost dönüştürücünün panel akım şekilleri



Şekil 4.7. 4 katlı interleaved kritik mod dönüştürücü panel akım şekilleri

Şekil 4.6’da sürekli akım modunda çalışan tek katlı boost dönüştürücünün 11.4mH bobin ile panelden çektiği akım dalgalanmasının 0.07A olduğu görülmektedir. Aynı akım dalgalanması bu çalışmada tasarlanmış kritik akım modunda çalışan 4 katlı interleaved boost dönüştürücü ile 1mH bobinlerden 4 adet kullanılmasıyla elde edilmiştir.

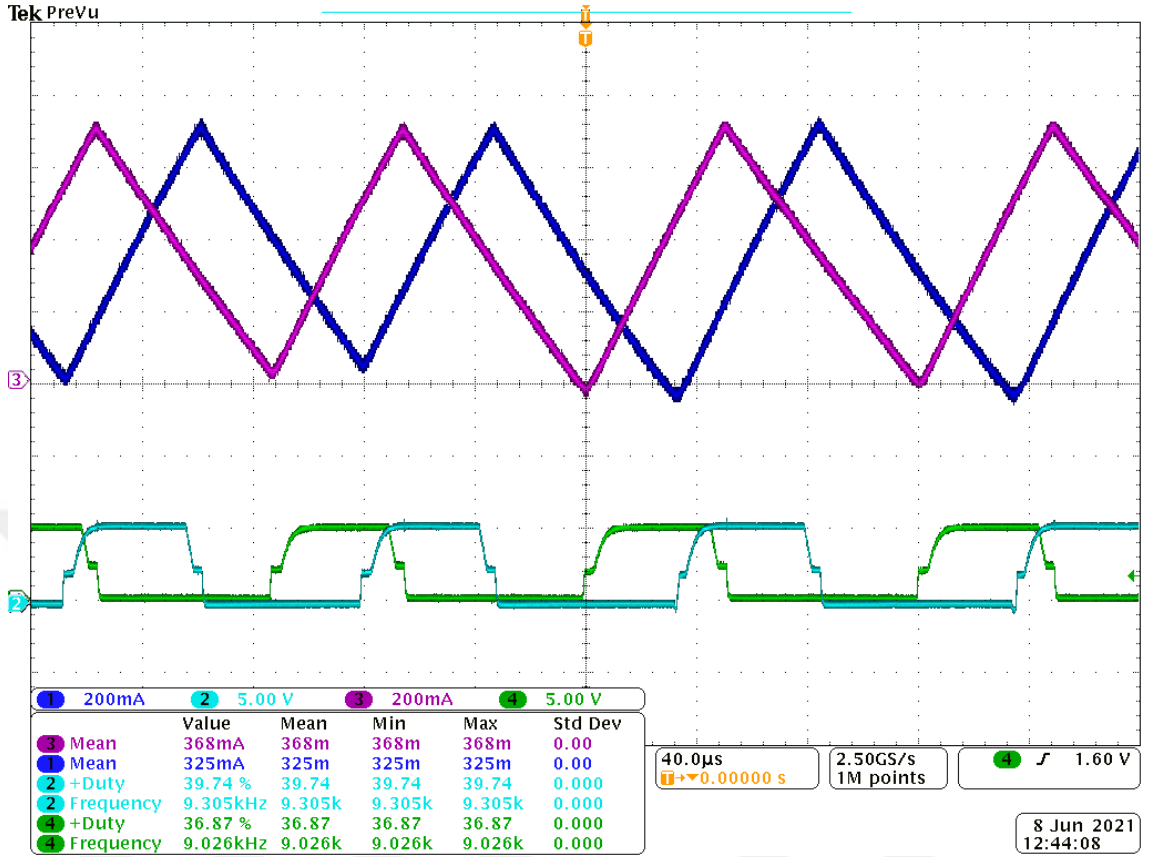
MPPT devresinin çalışması sırasında PV panelden çekilen akım, 4 katlı interleaved dönüştürücünün ilk katının bobin akımı ve anahtarlama sinyalinin osiloskop ile alınan görüntüleri Şekil 4.8’de verilmiştir. Şekilde 1.kanal (mavi renkli) panelden çekilen toplam akım, 3.kanal (mor renkli) ilk katın bobin akımı ve 4. kanal (yeşil renkli) ilk katın anahtarlama sinyalidir.



Şekil 4.8. PV panel akımı, tek kat bobin akımı ve anahtarlama sinyali

Çalışma sırasında panelden çekilen akım ortalaması 1.58A olarak ölçülmüştür. İlk katın bobin akımındaki ortalama ise 416mA, maksimum değeri 832mA olarak ölçülmüştür. İlk katın anahtarlama frekansı çalışma sırasında 8.808kHz ve duty cycle değeri %39.80 olarak ölçülmüştür. Bobin akımının kritik akım modunda çalıştığı, anahtarlama sinyalini beklediği şekilde takip ettiği görülmüştür. Panelden çekilen toplam akımın dalgalanmasının ilk katın dalgalanmasından düşük olduğu görülmüştür.

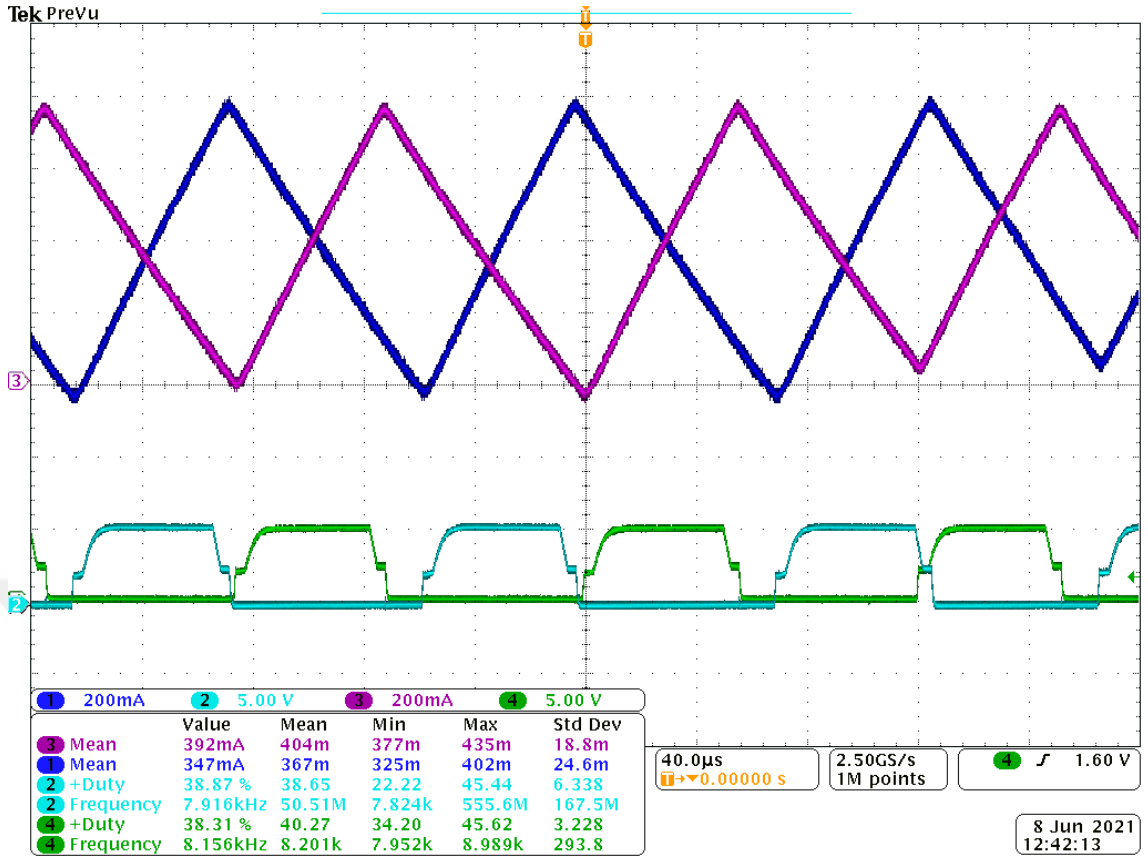
4 katlı dönüştürücünün ilk katı ile ikinci katının bobin akımları ve anahtarlama sinyallerinin osiloskop görüntüsü Şekil 4.9’da verilmiştir. Şekilde 1. kanal (mavi renkli) ikinci katın bobin akımı, 3. kanal (mor renkli) ilk katın bobin akımı, 2 (turkuaz renkli) ile 4. (yeşil renkli) kanallar ise sırasıyla ikinci ve ilk katların anahtarlama sinyalleridir.



Şekil 4.9. Interleaved dönüştürücünün ilk ve ikinci katının bobin akımı ile anahtarlama sinyalleri

Çalışma sırasında alınan görüntülerde, interleaved boost dönüştürücünün ilk katı ile ikinci katının anahtarlama sinyalleri arasında 90 derece faz farkı görülmüştür. İlk katın ortalama akımı 368mA ve ikinci katın ortalama akımı 325mA olarak ölçülmüştür. İki kat arasındaki ortalama akım farkı 43mA'dır. Her iki katın da kritik akım modunda çalıştığı görülmüştür.

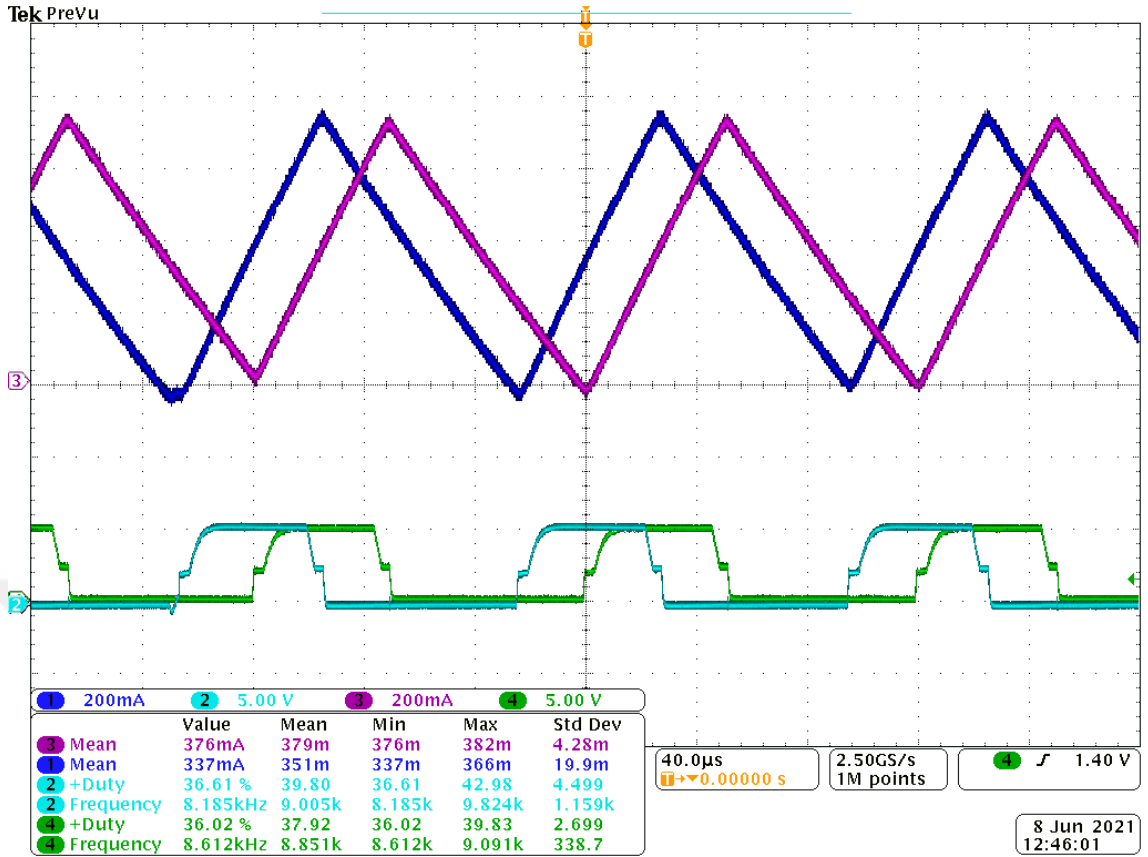
4 katlı dönüştürücünün ilk katı ile üçüncü katının bobin akımları ve anahtarlama sinyallerinin osiloskop görüntüsü Şekil 4.10'da verilmiştir. Şekilde 1. kanal (mavi renkli) üçüncü katın bobin akımı, 3. kanal (mor renkli) ilk katın bobin akımı, 2 (turkuaz renkli) ile 4. (yeşil renkli) kanallar ise sırasıyla üçüncü ve ilk katların anahtarlama sinyalleridir.



Şekil 4.10. Interleaved dönüştürücünün ilk ve üçüncü katının bobin akımı ile anahtarlama sinyalleri

Çalışma sırasında alınan görüntülerde, interleaved boost dönüştürücünün ilk katı ile üçüncü katının anahtarlama sinyalleri arasında 180 derece faz farkı görülmüştür. İlk katın ortalama akımı 404mA ve üçüncü katın ortalama akımı 367mA olarak ölçülmüştür. İki kat arasındaki ortalama akım farkı 37mA'dır. Her iki katın da kritik akım modunda çalıştığı görülmüştür.

4 katlı dönüştürücünün ilk katı ile dördüncü katının bobin akımları ve anahtarlama sinyallerinin osiloskop görüntüsü Şekil 4.11'de verilmiştir. Şekilde 1. kanal (mavi renkli) dördüncü katın bobin akımı, 3. kanal (mor renkli) ilk katın bobin akımı, 2 (turkuaz renkli) ile 4. (yeşil renkli) kanallar ise sırasıyla dördüncü ve ilk katların anahtarlama sinyalleridir.



Şekil 4.11. Interleaved dönüştürücünün ilk ve dördüncü katının bobin akımı ile anahtarlama sinyalleri

Çalışma sırasında alınan görüntülerde, interleaved boost dönüştürücünün ilk katı ile dördüncü katının anahtarlama sinyalleri arasında 270 derece faz farkı görülmüştür. İlk katın ortalama akımı 379mA ve dördüncü katın ortalama akımı 351mA olarak ölçülmüştür. İki kat arasındaki ortalama akım farkı 28mA'dır. Her iki katın da kritik akım modunda çalıştığı görülmüştür.

Çalışma sırasında alınan osiloskop görüntülerinde çekilen akımlarda ortalama değerlerin sürekli değiştiği görülmüştür. Bu durumun iki temel sebebi bulunmaktadır. Bunlardan ilki panele düşen güneş ışınım açısının, ölçüm süresi boyunca değişkenlik göstermesidir. İkinci sebep ise, MPPT algoritmasının işleyişi gereği (P&O) referans akımın belirli aralıklarla değişmesidir. Alınan anahtarlama sinyalleri görüntülerinde, ilk ile ikinci kat arasında 90, ilk ile üçüncü kat arasında 180 ve ilk ile dördüncü kat arasındaki 270 derecelik faz farkı görülmüş, buradan, her katın kendi arasındaki 90 derecelik faz farkının gerekli şekilde sağlandığı anlaşılmıştır. Bununla birlikte, mosfetlerin iletim zamanlarının, bobinlerin sıfır akım anına denk geldiği de gözlemlenmiştir. Bu gözlemden hareketle, dönüştürücünün sıfır akımda anahtarlama yaptığı ve bu durumun mofet kayıplarında azalmaya sebep olduğu söylenebilir. Yine alınan verilerde, panelden çekilen toplam akımdaki dalgalanmanın, bobinlerin her katının akımındaki dalgalanmadan az olduğu görülmüştür. (Şekil 4.8) Ve her katın ortalama akımının, öngörülen hatalar dahilinde, PV panel akımının 4'te 1'i kadar olduğu görülmektedir. Var olan hataların sebebinin, gerçekleşen devrenin ideal

elemanlardan oluşmamasından dolayı katların eşit empedansının bulunmaması olarak açıklanabilir. Bu nedenlerden oluşan hata miktarı, ilk katın akımı referans alınarak, diğerkatların ortalama akımı arasındaki farklarda en yüksek değer 43mA olarak lmřtr. (şekil 4.9)



5. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında PV panellerin maksimum güç noktasında çalışması için 4 katlı bir interleaved boost dönüştürücü, her katı kritik akım modunda çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Devrenin tasarımından önce PV panelin tek diyot modeli üzerinden matematiksel ifadesi çıkarılmış, akım gerilim ve yük karakteristikleri incelenmiştir. Sonraki aşamada PV panellerde MPPT'nin gerekliliği üzerinde durulmuş ve bu konu hakkında literatürde kullanılan devreler ve algoritmalar incelenmiştir. Çalışmada kullanılacak olan interleaved boost dönüştürücü ve kritik akım modunda çalışması hakkında detaylı bilgiler verilerek teorik temel oluşturulmuştur.

Çalışmada öncelikle 4 katlı interleaved boost dönüştürücünün tasarımı yapılmıştır. Sonraki aşamada ise dönüştürücünün MPPT işlemi için gerekli olan hibrit MPPT algoritmasının tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan dönüştürücü, MPPT algoritması ve çalışmada kullanılacak gerçek PV panelin modeli PLECS programında oluşturulmuş ve tüm sistem modeli çıkarılmıştır. PLECS ortamında tasarlanan dönüştürücü daha sonrasında gerçek elemanlar ile devre haline getirilmiştir.

Hem simülasyonda hem de gerçekte devre halinde çalışmaya hazır olan devre hem simülasyon ortamında hem de gerçek ortamda test edilmiştir. Her iki test ortamında da MPPT için 3 farklı yük kullanılmıştır. Bu yükler 22,30 ve 47 Ω dirençlerdir. Simülasyon ortamında üç test yapılmıştır bunlardan ilki, standart test koşullarında 22,30 ve 47 Ω dirençlerin MPPT öncesi ve sonrası güçlerinin incelenmesidir. Alınan sonuçlarda, standart test koşullarında panelden çekilmesi gereken 30W'lık gücün MPPT işlemi ile tüm dirençler için çekildiği gösterilmiştir. Bu sonuç, çalışmanın ideal koşullarda doğru çalıştığını göstermektedir. Simülasyonda yapılan ikinci test ise değişen ortam koşullarında MPPT algoritmasının davranışının incelenmesidir. Bunun için simülasyon 850W/m² ışıma ve 25°C sıcaklıkla başlatılmış ve bu koşullarda MPPT işlemi devam ederken sıcaklık sabit tutularak ışıma 1000W/m² ye çıkarılmıştır. Işıma arttığında MPPT algoritması beklenen şekilde davranarak PV paneli yeni güç değerine çıkarmayı başarmıştır. Buradan, tasarlanan hibrit mppt algoritmasının da beklenen şekilde değişen mpp noktalarını yakalayabildiği gösterilmiştir. Üçüncü testte ise sürekli modda çalışan tek katlı bir boost dönüştürücü tasarlanmış ve bu çalışmada tasarlanan 4 katlı kritik modda çalışan boost dönüştürücü ile panelden çekilen akım dalgalanması yönünden kıyaslanmıştır. Test sonucunda, tek katlı sürekli modda çalışan boost dönüştürücünün 11.4mH bobin ile panelden çektiği akımdaki dalgalanma miktarı 0.07A çıkmakta, aynı akım dalgalanması, kritik modda çalışan interleaved boost dönüştürücü ile 1mH'lik 4 adet bobin ile elde edilebilmektedir. Bu sonuç göstermektedir ki, interleaved boost dönüştürücü ile çalışmada kullanılan bobin değerinde azalma yapılabilmektedir. Bunun yanında çalışmada kullanılan interleaved boost dönüştürücü kritik akım modunda çalıştırıldığı için, sıfır akımda anahtarlama yapabilmekte, bu sebeple anahtarlama kayıpları bakımından da sürekli modda çalışan tek katlı dönüştürücüden daha avantajlı olmaktadır. Çalışma sırasında 4 katlı boost dönüştürücü bobin akımları ve anahtarlama sinyalleri de incelenmiş ve katlar arası 90 derecelik anahtarlama faz farkının sağlandığı ve panelden çekilen akımın katlar arasında doğru bölüşülerek çalıştığı da gösterilmiştir.

Gerçekleme testinde ise 23°C sıcaklık ve 1000W/m² ışıma devre test edilmiştir. MPPT testinden önce değişken direnç testi yapılarak verilen koşuldaki

maksimum üretilebilecek güç kaydedilmiştir. Daha sonra 22 30 ve 47 ohmluk yükler ile MPPT testi yapılmıştır. Yapılan testlerde, yüklerin tüm koşullarda MPPT bağlı değil iken düşük güç çektikleri, MPPT sisteme alındığında ise tüm yüklerde maksimum güç noktasının yakalandığı gözlemlenmiştir. Gerçeklemede tüm yüklerden çıkan güç ile ortalama MPPT verimi %98 olarak hesaplanmıştır. Çalışma esnasında alınan osiloskop görüntüleri ile 4 katlı interleaved boost dönüştürücünün, beklendiği şekilde çalıştığı da gösterilmiştir. Çalışmanın verimi artırması ve yüksek güçlerde çalışmaya uygun olması sebebiyle şebekeye bağlantılı uygulamalarda kullanılabilir.



6. KAYNAKLAR

- Ahmad, R., Murtaza, A. F., & Sher, H. A. 2019. Power tracking techniques for efficient operation of photovoltaic array in solar applications – A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 101, 82–102.
- Bin Jusoh, A., Ibrahim Mohammed, O. J. E., & Sutikno, T. 2015. Variable Step Size Perturb and Observe MPPT for PV Solar Applications. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, 13(1), 1.
- El Khateb, A. H., Rahim, N. A., Selvaraj, J., & Williams, B. W. 2015. DC-to-DC Converter With Low Input Current Ripple for Maximum Photovoltaic Power Extraction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(4), 2246–2256.
- Eltawil, M. A., & Zhao, Z. 2013. MPPT techniques for photovoltaic applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 25, 793–813.
- Erickson, R. W. (2007). DC–DC Power Converters. In *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*. American Cancer Society.
- Esrar, T., & Chapman, P. L. 2007. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 439–449.
- Faranda, R., Leva, S., & Maugeri, V. 2008. MPPT techniques for PV Systems: Energetic and cost comparison. *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 1–6. Pittsburgh, PA, USA: IEEE.
- G, Dileep., & Singh, S. N. 2017. Selection of non-isolated DC-DC converters for solar photovoltaic system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76, 1230–1247.
- Glasner, I., & Appelbaum, J. 1996. Advantage of boost vs. Buck topology for maximum power point tracker in photovoltaic systems. *Proceedings of 19th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, 355–358. Jerusalem, Israel: IEEE.
- Graditi, G., Colonnese, D., & Femia, N. 2010. Efficiency and reliability comparison of DC-DC converters for single phase grid connected photovoltaic inverters. *SPEEDAM 2010*, 140–147. Pisa, Italy: IEEE.
- Hameed, W. I., Saleh, A. L., Sawadi, B. A., Al-Yasir, Y. I. A., & Abd-Alhameed, R. A. 2019. Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic System by Using Fuzzy Neural Network. *Inventions*, 4(3), 33.
- Hart, D. W. 2011. Power electronics. New York, NY: McGraw-Hill.
- Hegedus, S. S., & Luque, A. 2003. Status, Trends, Challenges and the Bright Future of Solar Electricity from Photovoltaics. In: *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. John Wiley & Sons, Ltd, pp: 1–43.
- Hernandez, J. C., Petersen, L. P., & Andersen, M. A. E. 2015. Characterization and evaluation of 600 V range devices for active power factor correction in boundary and continuous conduction modes. *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1911–1916. Charlotte, NC, USA: IEEE.

- Hohm, D. P., & Ropp, M. E. 2000. Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed. *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 2000 (Cat. No.00CH37036)*, 1699–1702. Anchorage, AK, USA: IEEE.
- Huber, L., Irving, B. T., & Jovanovic, M. M. 2008. Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(4), 1649–1657.
- Huber, Laszlo, Irving, B. T., & Jovanovic, M. M. 2009. Closed-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters. *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 991–997. Washington, DC, USA: IEEE.
- Ikawanty, B. A., Ashari, M., & Taufik, T. 2019. Low Input Current Ripple MPPT System with TwoPhase Boost Converter for Photovoltaics. *2019 5th International Conference on Science and Technology (ICST)*, 1, 1–5.
- Jeon Beopjun, Na Hyunjun, Choi Yeonok, Moon Euna, & Cho GeumBae. 2013. IncCond MPPT control using flyback converter. *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 357–361. Busan: IEEE.
- Krismadinata, Rahim, N. Abd., Ping, H. W., & Selvaraj, J. 2013. Photovoltaic Module Modeling using Simulink/Matlab. *Procedia Environmental Sciences*, 17, 537–546.
- Liccardo, F., Marino, P., Torre, G., & Triggianese, M. 2007. Interleaved dc-dc Converters for Photovoltaic Modules. *2007 International Conference on Clean Electrical Power*, 201–207. Capri, Italy: IEEE.
- Messenger, R. A., & Ventre, J. 2004. Photovoltaic systems engineering (2nd ed). Boca Raton: CRC Press.
- Mosa, M., Shadmand, M. B., Balog, R. S., & Rub, H. A. 2017. Efficient maximum power point tracking using model predictive control for photovoltaic systems under dynamic weather condition. *IET Renewable Power Generation*, 11(11), 1401–1409.
- Motahhir, S., El Hammoumi, A., & El Ghzizal, A. 2020. The most used MPPT algorithms: Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm. *Journal of Cleaner Production*, 246, 118983.
- Noruzi, S., Ghoreishy, H., Ahmad, A. A., Tahami, F., Ahmadiyahangar, R., & Rosin, A. 2020. Variable Frequency Control method of Boost Converter Operating in Boundary Conduction Mode. *2020 IEEE 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, 1–6. Riga, Latvia: IEEE.
- Pandey, A. K., Tyagi, V. V., Selvaraj, J. A., Rahim, N. A., & Tyagi, S. K. 2016. Recent advances in solar photovoltaic systems for emerging trends and advanced applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 53, 859–884.

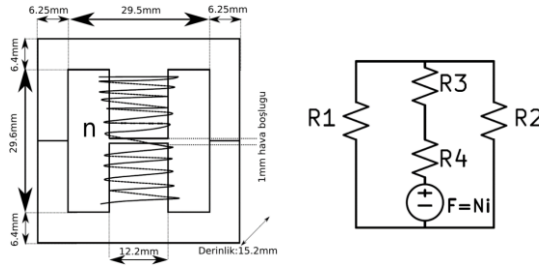
- Podder, A. K., Roy, N. K., & Pota, H. R. 2019. MPPT methods for solar PV systems: A critical review based on tracking nature. *IET Renewable Power Generation*, 13(10), 1615–1632.
- Raghavendra, K. V. G., Zeb, K., Muthusamy, A., Krishna, T. N. V., Kumar, S. V. S. V. P., Kim, D.-H., ... Kim, H.-J. 2019. A Comprehensive Review of DC–DC Converter Topologies and Modulation Strategies with Recent Advances in Solar Photovoltaic Systems. *Electronics*, 9(1), 31.
- Reza Reisi, A., Hassan Moradi, M., & Jamasb, S. 2013. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19, 433–443.
- Ryan, R. T., Hayes, J. G., Morrison, R., & Hogan, D. 2017. Digital control of an interleaved BCM boost PFC converter with fast transient response at low input voltage. *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 257–264. Cincinnati, OH: IEEE.
- Ryan, R. T., Hogan, D. N., Morrison, R. J., & Hayes, J. G. 2019. Digital Closed-Loop Control Strategy to Maintain the Phase Shift of a Multi-Channel BCM Boost Converter for PFC Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(7), 7001–7012.
- Santos, J. L., Antunes, F., Chehab, A., & Cruz, C. 2006. A maximum power point tracker for PV systems using a high performance boost converter. *Solar Energy*, 80(7), 772–778.
- Satapathy, L. M., Harshita, A., Saif, M., Dalai, P. K., & Jena, S. 2018. Comparative analysis of boost and buck-boost converter in photovoltaic power system under varying irradiance using MPPT. *2018 Second International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT)*, 1828–1833. Coimbatore: IEEE.
- Shadlu, M. S. (2019). Comparison of Maximum Power Point Tracking MPPT Algorithms to Control DC-DC Converters in Photovoltaic Systems. *Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering (Formerly Recent Patents on Electrical & Electronic Engineering)*, 12(4), 355–367.
- Tawfique Ahmed, K., Datta, M., & Mohammad, N. 2013. A Novel Two Switch Non-inverting Buck-Boost Converter based Maximum Power Point Tracking System. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 3(4), 467–477.
- Venkatesan, C., Manickam, C., Reddy, M. J. B., Ganesan, S. I., & Chilakapati, N. 2018. Enhanced Power Output from the PV with Low Input Ripple DC-DC Converter. *Electric Power Components and Systems*, 46(11–12), 1288–1299.
- Vinod, Kumar, R., & Singh, S. K. 2018. Solar photovoltaic modeling and simulation: As a renewable energy solution. *Energy Reports*, 4, 701–712.
- Wasynezuk, O. 1983. Dynamic Behavior of a Class of Photovoltaic Power Systems. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102(9), 3031–3037.

Xiaojun Xu, Wei Liu, & Huang, A. Q. 2009. Two-Phase Interleaved Critical Mode PFC Boost Converter With Closed Loop Interleaving Strategy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(12), 3003–3013.



7. EKLER

EK-1. Bobin sarım sayısı hesabı



Şekil 7.1. Çalışmada kullanılan nüve ve eşdeğer devresi

Sarımlar nüvenin orta bacağına sarılmıştır. Aynı zamanda orta bacakta 1 mm hava boşluğu da bulunmaktadır. Nüve 4 bölgeye ayrılarak inceleme yapılabilir. R_1 sol parçanın manyetik direnci (reluctance), R_2 sağ bacağın manyetik direnci, R_3 orta bacağın hava boşluğunun manyetik direnci, R_4 orta bacağın manyetik direnci ve R_T toplam nüve manyetik direnci olmak üzere bu değerler formül (7.1) ile bulunabilir. Formüldeki l uzunluk (m), μ_0 havanın manyetik geçirgenliği ve μ_r ise malzemenin bağlı geçirgenliğidir.

$$R = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (7.1)$$

$$R_1 = \frac{71.7 * 10^{-3}}{(4\pi 10^{-7})(2100)(9.5 * 10^{-5})} = 2.86 * 10^5 A.t/W_b$$

$$R_2 = \frac{71.7 * 10^{-3}}{(4\pi 10^{-7})(2100)(9.5 * 10^{-5})} = 2.86 * 10^5 A.t/W_b$$

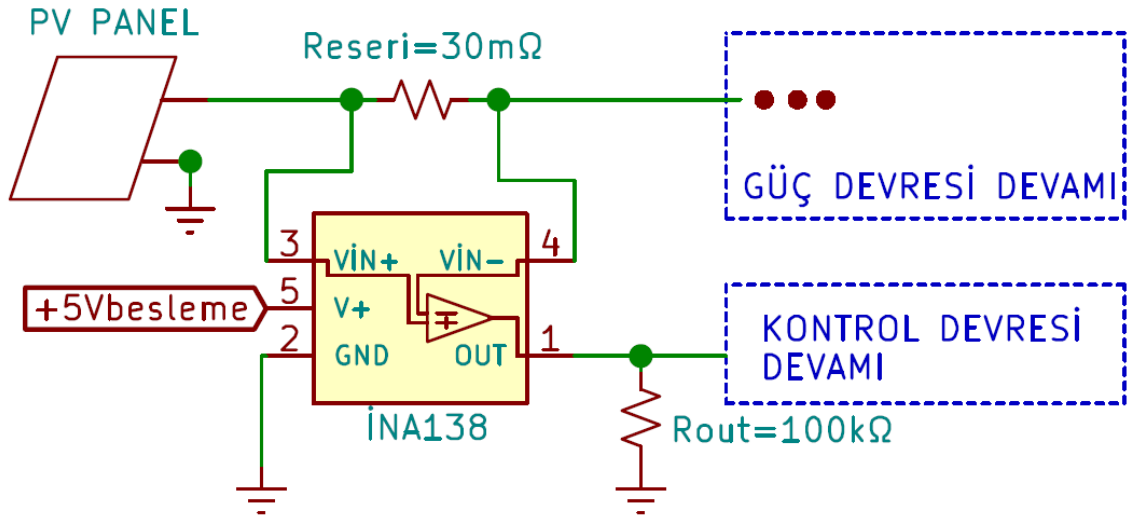
$$R_3 = \frac{1 * 10^{-3}}{(4\pi 10^{-7})(1)(1.854 * 10^{-4})} = 4.291 * 10^6 A.t/W_b$$

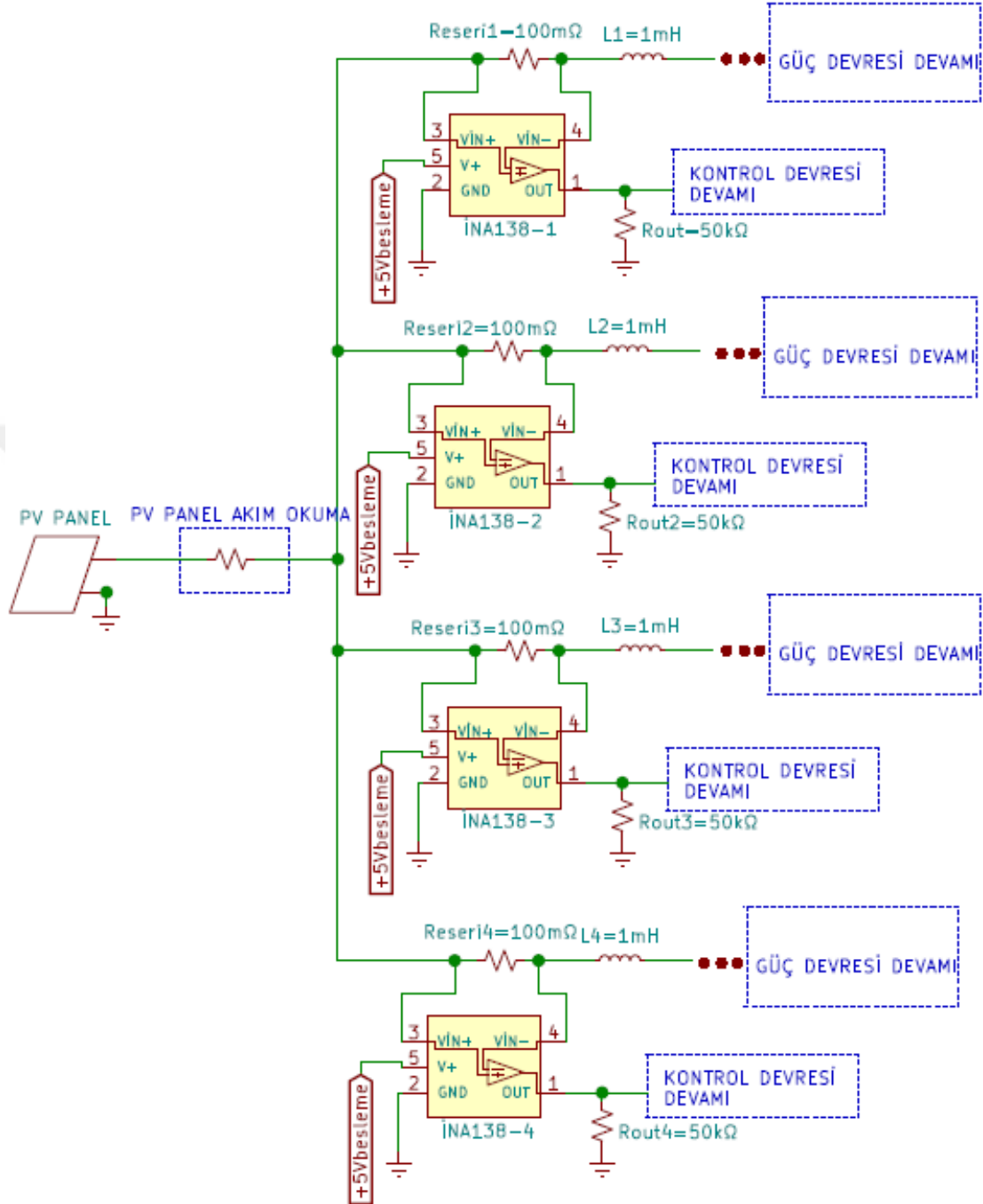
$$R_4 = \frac{32.8 * 10^{-3}}{(4\pi 10^{-7})(2100)(1.854 * 10^{-4})} = 6.703 * 10^4 A.t/W_b$$

$$R_T = (R_3 + R_4) + \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} = 4.501 * 10^6 A.t/W_b$$

$$Alnuve = \frac{1}{R_T} = 2.222 * 10^{-7}$$

$$N = \sqrt{\frac{L_{istenen}}{Alnuve}} = \sqrt{\frac{1 * 10^{-3}}{2.222 * 10^{-7}}} = 67.092$$

EK-2. PV panel akım okuma devresi bağlantı şeması

EK-3. Interleaved boost dönüştürücü bobinlerin akım okuma devre şemaları

EK-4. STM32F103 için yazılan MPPT kodu

main.c

#include "main.h"

double temp = 0;

double data2 = 0;

double data1 = 0;

double ind_max1;

double delta = 0;

double perturb_and_observe(double Pold, double Pnew, double Vnew, double Vold) {

if (Pnew - Pold > 0.0) {

if (Vnew - Vold > 0.0) {

ind_max1 = ind_max1 - delta;

}

else {

ind_max1 = ind_max1 + delta;

}

}

if (Pnew - Pold < 0.0) {

if (Vnew - Vold > 0.0) {

ind_max1 = ind_max1 + delta;

}

else {

ind_max1 = ind_max1 - delta;

}

}

if (ind_max1 < 0) {

ind_max1 = 0;

}

if (ind_max1 > 1000) {

ind_max1 = 750;

}

return ind_max1;

}

ADC_HandleTypeDef hadc1;

DMA_HandleTypeDef hdma_adc1;

TIM_HandleTypeDef htim1;

TIM_HandleTypeDef htim2;

TIM_HandleTypeDef htim3;

char manual_accept = 0;

long pwm1 = 1000;

long x1 = 0;

long x2 = 0;

long x3 = 0;

long x4 = 0;

long pwm2 = 30;

long pwm2_temp = 0;

double voltage = 0;

double current = 0;

```

double current2 = 0;
double power = 0;
double average_voltage = 0;
double average_current = 0;
uint16_t adcvalue[2];
double P_OLD = 0;
double P_IN = 0;
double V_IN = 0;
double V_OLD = 0;
double ind_max = 0;
int sayac = 0;
int sayac2 = 0;
char sayac2_start = 0;
int tempisc = 0;
double iscauto = 0;
double isc = 0;
double pwmmisc = 0;
double maxpower_ever = 0;
double tempower;
void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_DMA_Init(void);
static void MX_ADC1_Init(void);
static void MX_TIM2_Init(void);
static void MX_TIM1_Init(void);
static void MX_TIM3_Init(void);
void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim) {
if (htim->Instance == TIM1 && manual_accept == 0) {
current2 = (double) (adcvalue[0] * (3.3 / 4096) * 1.6);
P_IN = power;
V_IN = average_voltage;
ind_max = perturb_and_observe(P_OLD, P_IN, V_IN, V_OLD);
P_OLD = P_IN;
V_OLD = V_IN;
pwm1 = ind_max;
delta = 3;
if (sayac < 10) {
__HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_1, 0);
__HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_2, 0);
__HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_3, 0);
__HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_4, 0);
__HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim3, TIM_CHANNEL_3, 0);
sayac++;
sayac2 = 0;
sayac2_start = 0;
if (isc_bobin_Pin != 1) {
HAL_GPIO_WritePin(isc_bobin_GPIO_Port, isc_bobin_Pin, 1);
}
}
}
}

```

```

current2 = (double) (adcvalue[0] * (3.3 / 4096) * 1.6);
iscauto = iscauto + current2;
} else if (sayac == 10) {
HAL_GPIO_WritePin(isc_bobin_GPIO_Port, isc_bobin_Pin, 0);
iscauto = iscauto / 10;
iscauto = iscauto / 4;
sayac = 180;
sayac2_start = 1;
pwmisc = (1000 * iscauto * 0.93) / 2;
pwm1 = pwmisc;
pwm2 = pwmisc * 0.90;
pwm2_temp = pwm2;
ind_max1 = pwmisc;
}
if (pwm1 > pwm2 && manual_accept == 0) {
pwm2 -= 20;
if (pwm2 < 40)
pwm2 = 45;
}
if (sayac2_start && sayac2 < 5 && pwm1 == 0) {
sayac2++;
}
if (sayac2 == 5 && manual_accept == 0) {
HAL_NVIC_SystemReset();
sayac2_start = 0;
sayac2 = 0;
}
}
tempower = power;
if (tempower > maxpower_ever) {
maxpower_ever = tempower;
}
}
int main(void) {
HAL_Init();
SystemClock_Config();
MX_GPIO_Init();
MX_DMA_Init();
MX_ADC1_Init();
MX_TIM2_Init();
MX_TIM1_Init();
MX_TIM3_Init();
HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t*) adcvalue, 2);
HAL_TIM_PWM_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_1);
HAL_TIM_PWM_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_2);
HAL_TIM_PWM_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_3);
HAL_TIM_PWM_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_4);
HAL_TIM_PWM_Start(&htim3, TIM_CHANNEL_3);

```

```

HAL_TIM_Base_Start_IT(&htim1);
HAL_Delay(500);
while (1) {
    if (pwm1 == 0 && manual_accept == 0) {
        pwm2 = pwm2_temp;
        sayac2_start = 1;
        x2 = 0;
    }
    for (int i = 0; i < 50; i++) {
        voltage = (double) (adcvalue[1] * (3.3 / 4096) * 11.25);
        current = (double) (adcvalue[0] * (3.3 / 4096) * 1.6);
        xyz[i] = current;
        data2 = voltage + data2;
        data1 = current + data1;
    }
    average_voltage = data2 / 50;
    average_current = data1 / 50;
    data1 = 0;
    data2 = 0;
    power = average_voltage * average_current;
    if (manual_accept == 0) {
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_1, pwm1 + x1);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_2, pwm1 + x2);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_3, pwm1 + x3);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_4, pwm1 + x4);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim3, TIM_CHANNEL_3, pwm2);
    }
    if (manual_accept) {
        if (x2 == 18) {
            x3 = x2;
            x4 = x2;
        }
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_1, pwm1 + x1);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_2, pwm1 + x2);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_3, pwm1 + x3);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_4, pwm1 + x4);
        __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim3, TIM_CHANNEL_3, pwm2);
    }
}
}
}

void SystemClock_Config(void) {
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = { 0 };
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = { 0 };
    RCC_PeriphCLKInitTypeDef PeriphClkInit = { 0 };
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
    RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_ON;
    RCC_OscInitStruct.HSEPredivValue = RCC_HSE_PREDIV_DIV1;
    RCC_OscInitStruct.HSIState = RCC_HSI_ON;

```

```

RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLMUL = RCC_PLL_MUL9;
if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK |
RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
| RCC_CLOCKTYPE_PCLK1 | RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_2) !=
HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
PeriphClkInit.PeriphClockSelection = RCC_PERIPHCLK_ADC;
PeriphClkInit.AdcClockSelection = RCC_ADCPCLK2_DIV6;
if (HAL_RCCEx_PeriphCLKConfig(&PeriphClkInit) != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
}
static void MX_ADC1_Init(void) {
    ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = { 0 };
    hadc1.Instance = ADC1;
    hadc1.Init.ScanConvMode = ADC_SCAN_ENABLE;
    hadc1.Init.ContinuousConvMode = ENABLE;
    hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
    hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_SOFTWARE_START;
    hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;
    hadc1.Init.NbrOfConversion = 2;
    if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
    sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_10;
    sConfig.Rank = ADC_REGULAR_RANK_1;
    sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_55CYCLES_5;
    if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
    sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_12;
    sConfig.Rank = ADC_REGULAR_RANK_2;
    if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
}
static void MX_TIM1_Init(void) {

```

```

TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = { 0 };
TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = { 0 };
htim1.Instance = TIM1;
htim1.Init.Prescaler = 7200 - 1;
htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
htim1.Init.Period = 5000 - 1;
htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &sMasterConfig)
    != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
}
static void MX_TIM2_Init(void) {
    TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = { 0 };
    TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = { 0 };
    TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = { 0 };
    htim2.Instance = TIM2;
    htim2.Init.Prescaler = 144;
    htim2.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
    htim2.Init.Period = 1000;
    htim2.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
    htim2.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
    if (HAL_TIM_Base_Init(&htim2) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
    sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
    if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim2, &sClockSourceConfig) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
    if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim2) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
    sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
    sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
    if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim2, &sMasterConfig)
        != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
}

```

```

}
sConfigOC.OCMode = TIM_OCMode_PWM1;
sConfigOC.Pulse = 0;
sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPolarity_HIGH;
sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1)
    != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_2)
    != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_3)
    != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_4)
    != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
HAL_TIM_MspPostInit(&htim2);
}

static void MX_TIM3_Init(void) {
    TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = { 0 };
    TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = { 0 };
    TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = { 0 };
    htim3.Instance = TIM3;
    htim3.Init.Prescaler = 144;
    htim3.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
    htim3.Init.Period = 1000;
    htim3.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
    htim3.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
    if (HAL_TIM_Base_Init(&htim3) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
    sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
    if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim3, &sClockSourceConfig) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
    if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim3) != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
    sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
    sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
    if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim3, &sMasterConfig)
        != HAL_OK) {
        Error_Handler();
    }
}

```

```

}
sConfigOC.OCMode = TIM_OCMode_PWM1;
sConfigOC.Pulse = 0;
sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPolarity_HIGH;
sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim3, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_3)
    != HAL_OK) {
    Error_Handler();
}
HAL_TIM_MspPostInit(&htim3);
}
static void MX_DMA_Init(void) {
    __HAL_RCC_DMA1_CLK_ENABLE();
    HAL_NVIC_SetPriority(DMA1_Channel1_IRQn, 0, 0);
    HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA1_Channel1_IRQn);
}
static void MX_GPIO_Init(void) {
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = { 0 };
    __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOD_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
    HAL_GPIO_WritePin(isc_bobin_GPIO_Port, isc_bobin_Pin, GPIO_PIN_RESET);
    GPIO_InitStruct.Pin = isc_bobin_Pin;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
    GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
    HAL_GPIO_Init(isc_bobin_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);
}
void Error_Handler(void) {
}
#ifdef USE_FULL_ASSERT
void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
{

}
#endif

```

EK-5. STM32F407 içine yazılmış frekans okuma ve anahtarlama sinyali oluşturma kodu

```
#include "RccConfig.h"
#include "stm32f407xx.h"
#include "stm32f4xx.h"
#include "arm_compat.h"
int temp=0;
int fark=0;
int period;
double frekans;
int aa=0;
int bb=0;
int cc=0;
int diger;
int p1; int p2;int p3;
int sebep1=0;
int period_onceki;
void delayus(uint16_t delayus){//1us delay fonksiyonu
TIM5->CNT=0;
while(TIM5->CNT<delayus);
}
void tim2config(void){
RCC->APB1ENR |= (1<<0);
TIM2->PSC=8400-1;
TIM2->ARR=10000-1;
TIM2->CR1 |= (1<<0);
while(!(TIM2->SR & (1<<0)));
}
void gpioint(void){
RCC->AHB1ENR |= RCC_AHB1ENR_GPIOAEN;
GPIOA->MODER &= ~GPIO_MODER_MODE4_1;
GPIOA->MODER |= GPIO_MODER_MODE4_0;
GPIOA->OTYPER &= ~GPIO_OTYPER_OT4;
GPIOA->OSPEEDR |= GPIO_OSPEEDR_OSPEED4_1;
GPIOA->OSPEEDR &= ~GPIO_OSPEEDR_OSPEED4_0;
GPIOA->MODER &= ~GPIO_MODER_MODE5_1;
GPIOA->MODER |= GPIO_MODER_MODE5_0;
GPIOA->OTYPER &= ~GPIO_OTYPER_OT5;
GPIOA->OSPEEDR |= GPIO_OSPEEDR_OSPEED5_1;
GPIOA->OSPEEDR &= ~GPIO_OSPEEDR_OSPEED5_0;
GPIOA->MODER &= ~GPIO_MODER_MODE7_1;
GPIOA->MODER |= GPIO_MODER_MODE7_0;
GPIOA->OTYPER &= ~GPIO_OTYPER_OT7;
GPIOA->OSPEEDR |= GPIO_OSPEEDR_OSPEED7_1;
GPIOA->OSPEEDR &= ~GPIO_OSPEEDR_OSPEED7_0;
}
void EXTI0_IRQHandler (void){
```

```

if(EXTI->PR & EXTI_PR_PR0){
EXTI->PR |= EXTI_PR_PR0;
}
}
void TIM2_IRQHandler (void){
if (TIM2->SR & TIM_SR_CC2IF){
GPIOA->BSRR |= GPIO_BSRR_BS4;
delayus(2);
GPIOA->BSRR |= GPIO_BSRR_BR4;
delayus(2);
}
if(TIM2->SR & TIM_SR_CC3IF){
GPIOA->BSRR |= GPIO_BSRR_BS5;
delayus(2);
GPIOA->BSRR |= GPIO_BSRR_BR5;
delayus(2);
}
if(TIM2->SR & TIM_SR_CC4IF){
GPIOA->BSRR |= GPIO_BSRR_BS7;
delayus(2);
GPIOA->BSRR |= GPIO_BSRR_BR7;
delayus(2);
}
TIM2->SR &= ~TIM_SR_CC2IF;
TIM2->SR &= ~TIM_SR_CC3IF;
TIM2->SR &= ~TIM_SR_CC4IF;
}
void TIM3_IRQHandler (void){
if(TIM3->SR & TIM_SR_CC1IF){
aa=TIM3->CCR1;
period=aa-bb;
frekans=2000000/period;
bb=aa;
if( period > 100 ){
TIM2->CCR2 =(period*0.25);
TIM2->CCR3 =(period*0.50);
TIM2->CCR4 =(period*0.75);
}
}
if(TIM3->SR & TIM_SR_CC1OF){
TIM3->SR &= ~TIM_SR_CC1OF;
}
TIM3->SR &= ~TIM_SR_CC1IF;
}
void timer3_inputcapture_interrupts(void){
__disable_irq();
RCC->AHB1ENR |= RCC_AHB1ENR_GPIOAEN;
GPIOA->MODER |= GPIO_MODER_MODE6_1;

```

```

GPIOA->AFR[0] |= (1<<25);
RCC->APB1ENR |= RCC_APB1ENR_TIM3EN;
TIM3->PSC = 42-1;
TIM3->CCMR1 |= TIM_CCMR1_CC1S_0;
TIM3->CCMR1 |= TIM_CCMR1_IC1F_0 | TIM_CCMR1_IC1F_1 ;
TIM3->CCMR1 &= ~TIM_CCMR1_IC1F_2 & ~TIM_CCMR1_IC1F_3 ;
TIM3->CR1 |= TIM_CR1_CEN;
TIM3->CCER = TIM_CCER_CC1E;
TIM3->CCMR1 &= ~TIM_CCMR1_IC1PSC_0 & ~TIM_CCMR1_IC1PSC_1;
TIM3->DIER |= TIM_DIER_CC1IE;
NVIC_SetPriority(TIM3_IRQn,1);
NVIC_EnableIRQ(TIM3_IRQn);
__enable_irq();
}
void timer2_output_compare (void){
__disable_irq();
RCC->AHB1ENR |= RCC_AHB1ENR_GPIOAEN;
GPIOA->MODER |= GPIO_MODER_MODE0_1;
GPIOA->AFR[0] |= (1<<0);
GPIOA->MODER |= GPIO_MODER_MODE1_1;
GPIOA->AFR[0] |= (1<<4);
GPIOA->MODER |= GPIO_MODER_MODE2_1;
GPIOA->AFR[0] |= (1<<8);
GPIOA->MODER |= GPIO_MODER_MODE3_1;
GPIOA->AFR[0] |= (1<<12);
RCC->APB1ENR |= RCC_APB1ENR_TIM2EN;
TIM2->CCMR1 |= TIM_CCMR1_CC1S_0 ;
TIM2->CCMR1 &= ~TIM_CCMR1_CC1S_1 ;
TIM2->CCER &= ~TIM_CCER_CC1P & ~TIM_CCER_CC1NP;
TIM2->SMCR &= ~TIM_SMCR_SMS_0 & ~TIM_SMCR_SMS_1;
TIM2->SMCR |= TIM_SMCR_SMS_2;
TIM2->SMCR |= TIM_SMCR_TS_0 | TIM_SMCR_TS_2;
TIM2->SMCR &= ~TIM_SMCR_TS_1;
TIM2->CCMR1 &= ~TIM_CCMR1_CC2S_0 & ~TIM_CCMR1_CC2S_0;
TIM2->CCER |= TIM_CCER_CC2P;
TIM2->CCER |= TIM_CCER_CC2E;
TIM2->CCMR1 |= TIM_CCMR1_OC2M_2 | TIM_CCMR1_OC2M_1; TIM2-
>CCMR1 |= TIM_CCMR1_OC2M_0;
TIM2->CCMR2 &= ~TIM_CCMR2_CC3S_0 & ~TIM_CCMR2_CC3S_0;
TIM2->CCER |= TIM_CCER_CC3P;
TIM2->CCER |= TIM_CCER_CC3E;
TIM2->CCMR2 |= TIM_CCMR2_OC3M_2 | TIM_CCMR2_OC3M_1; TIM2-
>CCMR2 |= TIM_CCMR2_OC3M_0;
TIM2->CCMR2 &= ~TIM_CCMR2_CC4S_0 & ~TIM_CCMR2_CC4S_0;
TIM2->CCER |= TIM_CCER_CC4P;
TIM2->CCER |= TIM_CCER_CC4E;
TIM2->CCMR2 |= TIM_CCMR2_OC4M_2 | TIM_CCMR2_OC4M_1; TIM2-
>CCMR2 |= TIM_CCMR2_OC4M_0;//PWM2 MODE

```

```
TIM2->PSC=42-1;
TIM2->CR1 |= TIM_CR1_CEN;
TIM2->DIER |= TIM_DIER_CC2IE;
TIM2->DIER |= TIM_DIER_CC3IE;
TIM2->DIER |= TIM_DIER_CC4IE;
NVIC_SetPriority(TIM2_IRQn,2);
NVIC_EnableIRQ(TIM2_IRQn);
__enable_irq();
}
void delay_timer_config(void){
RCC->APB1ENR |= RCC_APB1ENR_TIM5EN;
TIM5->PSC=84-1;
TIM5->ARR =0xffff;
TIM5->CR1 |=TIM_CR1_CEN;
while(!(TIM5->SR & (1<<0)));
}
int main (void){
SysClockConfig();
timer2_output_compare();
timer3_inputcapture_interrupts();
gpiointit();
delay_timer_config();
while(1){
}
}
```

ÖZGEÇMİŞ

ALPER ÇANDIR

ÖĞRENİM BİLGİLERİ

Yüksek Lisans 2018-2021	Akdeniz Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Antalya
Lisans 2014-2018	Akdeniz Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Antalya